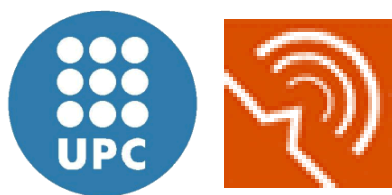

DISSENY D'UN *MHIC* DE CONTROL, EN BANDA X, PER A L'SSPA DE LA MISSIÓ CIENTÍFICA "GAIA", DE L'AGÈNCIA ESPACIAL EUROPEA

Arnau Navarro López



Dra. Núria Duffo Úbeda

Departament de TSC

E.T.S.E.T.B, U.P.C

Barcelona, Juny 2010



David Gómez Otero

Divisió d'Espai i Microones

MIER Comunicaciones, S.A.

La Garriga, Barcelona, Juny 2010

Índex general

1	INTRODUCCIÓ	19
1.1	Marc del projecte	11
1.2	Objectius del projecte	12
1.3	Estructura del projecte	13
2	MISSIÓ CIENTÍFICA GAIA	15
2.1	Introducció.....	16
2.2	La sonda espacial.....	20
2.3	Mòdul de Servei	23
2.4	Antena activa	24
2.4.1	PAA: Classificació de l'Antena Activa de GAIA.	26
2.4.2	Topologia de l'antena activa de GAIA.....	29
2.5	Quadrimòduls	31
2.6	SSPA.....	33
2.7	Híbrid de Control.....	34
2.8	Dades tècniques	35
2.8.1	Especificacions	35
2.8.2	Requeriments	36
3	FONAMENTS TEÒRICS	37
3.1	Introducció.....	38
3.2	Disseny d'amplificadors de microones en petit senyal (aproximació lineal).....	38
3.2.1	Repàs bàsic dels paràmetres [S]	39
3.2.2	Anàlisi de biports.....	41
3.2.2.1	Coeficient de reflexió a l'entrada i a la sortida d'un biport.....	41
3.2.2.2	Guany del biport	42
3.2.3	Disseny d'un amplificador en petit senyal	42
3.2.4	Disseny d'un amplificador per a màxim guany.....	43
3.2.5	Estabilitat d'un quadripol	45
3.2.6	Xarxes d'adaptació d'impedàncies.....	48
3.3	Disseny no lineal d'amplificadors de microones (gran senyal).....	50
3.3.1	Figures de mèrit en un amplificador de potència	50
3.3.1.1	Potència	51
3.3.1.2	Guany	52
3.3.1.3	Eficiència	53
3.3.1.4	Eficiència en una cadena d'amplificadors	54
3.3.1.5	Linealitat.....	56
3.3.1.6	Compressió de guany, P1dB i marge de <i>back-off</i>	58
3.3.1.7	Compressió de guany en cadenes d'amplificadors.....	60
3.3.1.8	C/I3 en una etapa (per 2 portadores)	61
3.3.1.9	C/I3 en una cadena d'amplificadors	62
3.3.1.10	Conversió AM/PM	63
3.3.1.11	Temperatura d'unió	64

4	DISSENY DE L'HÍBRID DE CONTROL	65
4.1	Descripció de l'Híbrid de Control	66
4.2	Components.....	68
4.2.1	Atenuador Variable.....	68
4.2.1.1	MMIC	69
4.2.1.2	Disseny de la BTF	71
4.2.1.3	Ajust i Caracterització	72
4.2.2	Phase Shifter.....	75
4.2.2.1	Alternatives de disseny	76
4.2.2.2	MMIC	77
4.2.2.3	Disseny de la BTF	80
4.2.2.4	Test i Mesures.....	81
4.2.3	Etapa Amplificadora.....	82
4.2.3.1	Alternatives de disseny	83
4.2.3.2	Disseny de l'amplificador en base al MMIC d'Eudyna	84
4.2.3.2.1	Xarxes de polarització	85
4.2.3.2.2	Xarxa de polarització del drenador.	87
4.2.3.2.3	Xarxa de polarització de la Porta	89
4.2.3.2.4	Sortidor	91
4.2.3.2.5	Disseny de l'amplificador	92
4.2.3.3	Disseny de la BTF	95
4.2.3.4	Ajust	95
4.2.3.5	Mesures.....	96
4.2.3.6	Caracterització en potència.....	98
4.3	Prototipatge.....	100
4.4	Configuració definitiva.....	101
4.5	<i>Tuning</i> i ajustos.....	103
4.5.1.1	Atenuador Variable.....	104
4.5.1.2	Phase shifter.....	106
4.5.1.3	Etapa Amplificadora.....	108
4.5.1.3.1	Primer amplificador	109
4.5.1.3.2	Segon amplificador	111
4.5.1.3.3	Doble etapa amplificadora	113
4.6	Ajust definitiu.....	115
5	MESURA I CARACTERITZACIÓ	117
5.1	Mesura i Caracterització.....	118
5.1.1	Adaptacions	119
5.1.2	Comportament en guany.....	120
5.1.3	Comportament en fase	122
5.1.4	Mesures en gran senyal.....	127
5.1.5	Repetibilitat i robustesa del disseny	129
6	CONCLUSIONS	131
6.1	Conclusions	132
6.2	Possibles millores	133
6.3	Línies futures	136
6.4	Estat actual del Projecte.....	138

7	BIBLIOGRAFIA.....	139
7.1	Referències bibliogràfiques	140
7.2	Bibliografia complementària	141
8	ANNEXES	142
8.1	Jigs i BTF de l'Híbrid de control.....	143
8.1.1	Control Hybrid <i>Tuning</i> Jig.....	143
8.1.2	Control Hybrid Test Jig	144
8.2	Versions de l'Híbrid de Control	145
8.2.1	Prototip inicial	145
8.2.2	Primera versió de l'Híbrid de Control	146
8.2.3	Segona versió de l'Híbrid de Control	147
8.2.4	Tercera versió de l'Híbrid de Control.....	148
8.3	<i>Datasheets</i>	149
8.3.1	Atenuador Variable.....	149
8.3.1.1	EPPL: HP07.....	157
8.3.1.2	Alternativa a l'Atenuador Variable (1/2).....	158
8.3.1.3	Alternativa a l'Atenuador Variable (2/2).....	159
8.3.2	Phase shifter.....	160
8.3.3	Transistor.....	166
8.4	Acrònims	170

Índex de figures

FIGURA 1.1: METOP, GALILEO, ETC. SSPA REALITZATS A MIER COMUNICACIONES.	11
FIGURA 2.1: EVOLUCIÓ DELS CENSOS I PRECIÓ EN ELS CATÀLEGS ESTEL·LARS.	16
FIGURA 2.2: COMPARATIVA ENTRE OBSERVACIONS TERRESTRES I DES DE GAIA O HIPPARCOS.	18
FIGURA 2.3: DETALLS DEL SATÈL·LIT DE LA MISSIÓ, LLANÇAMENT I POSICIONAMENT EN ÒRBITA.	20
FIGURA 2.4: ÒRBITA LISSAJOUS EN EL PUNT L2 DE LAGRANGE..	21
FIGURA 2.5: PARTS DE LA SONTA ESPACIAL DE GAIA. DETALL DELS MÒDULS DE CÀRREGA ÚTIL I DE SERVEI (EN VERMELL S'OBSERVEN ELS 7QUADRIMÒDULS DE L'EQUIP)	23
FIGURA 2.6: PRIMER PROTOTIP DE L'ANTENA ACTIVA DE GAIA.	24
FIGURA 2.7: INCLINACIÓ DE LA SONTA	25
FIGURA 2.8 (A) EXEMPLE D'IL·LUMINACIÓ DELS SET PANELLS D'UN DELS SECTORS DE L'ANTENA ACTIVA. (B) INCLINACIÓ DELS PANELLS EL L'ANTENA.	25
FIGURA 2.9: ARQUITECTURES D'UN PA PASSIU (ESQUERRA) I UN PA ACTIU (DRETA). MODELS.	27
FIGURA 2.10: DIAGRAMA DE BLOCS D'UN QUADRIMÒDUL DE GAIA.	27
FIGURA 2.11: MODEL D'ANTENA ACTIVA ADAPTATIVA	28
FIGURA 2.12: ELEMENTS DE L'ANTENA ACTIVA DE GAIA	29
FIGURA 2.13: DIAGRAMA DE BLOCS DE L'ANTENA ACTIVA DE GAIA.	30
FIGURA 2.14: JERARQUIA I POSICIÓ DE L'EQUIP REALITZAT A MIER PER A GAIA.	31
FIGURA 2.15: ESQUEMA D'UN QUADRIMÒDUL.	32
FIGURA 2.16: DIAGRAMA FUNCIONAL DELS QUATRE SSPA QUE CONFORMEN ELS QUDRIMÒDULS.	33
FIGURA 2.17: VISTA D'UN DELS QUATRE SSPA DE CADA QUAM.	33
FIGURA 3.1: DISPOSITIU DE "N" PORTES	39
FIGURA 3.2: CARACTERITZACIÓ D'UN BIPORT EN PARÀMETRES [S]	39
FIGURA 3.3: COEFICIENTS DE REFLEXIÓ A L'ENTRADA I SORTIDA DEL BIPORT Γ_{in} , Γ_{out}	41
FIGURA 3.4: CONFIGURACIÓ BÀSICA D'UN AMPLIFICADOR	42
FIGURA 3.5: CERCLES D'ESTABILITAT. ESQUERRA, CAS NO INCONDICIONALMENT ESTABLE. DRETA, CAS INCONDICIONALMENT ESTABLE.	46
FIGURA 3.6: CERCLES D'ESTABILITAT. ESQUERRA, ZONA ESTABLE. DRETA, ZONA INESTABLE	47
FIGURA 3.7: XARXA D'ADAPTACIÓ D'IMPEDÀNCIES IDEAL.	48
FIGURA 3.8: POTÈNCIES D'ENTRADA I SORTIDA DEL DISPOSITIU.	51
FIGURA 3.9: CONFIGURACIÓ D'AMPLIFICADORS EN CASCADA.	52
FIGURA 3.10: CADENA D'AMPLIFICADORS CONSIDERADA PEL CÀLCUL DE LA PAE.	54
FIGURA 3.11: PAE EN UN AMPLIFICADOR AMB PÈRDUES A LA SORTIDA.	55
FIGURA 3.12: DEGRADACIÓ DE PAE EN FUNCIÓ DE L'ATENUACIÓ A LA SORTIDA.	55
FIGURA 3.13: GENERACIÓ D'HARMÒNICS I DE PRODUCTES D'INTERMODULACIÓ AMB DUES PORTADORES D'IGUAL POTÈNCIA A L'ENTRADA.	57
FIGURA 3.14: PUNT DE COMPRESSIÓ A 1dB.	59
FIGURA 3.15: CADENA D'AMPLIFICADORS CONSIDERADA PEL CÀLCUL DEL P1dB TOTAL.	60
FIGURA 3.16: DEFINICIÓ DEL C/I3	61
FIGURA 3.17: CADENA D'AMPLIFICADORS CONSIDERADA PEL CÀLCUL DEL C/I3 TOTAL.	62
FIGURA 4.1: DIAGRAMA DE BLOCS DE L'HÍBRID DE CONTROL.	66
FIGURA 4.2: ATENUADOR VARIABLE.	68
FIGURA 4.3: ESQUEMA INTERN DEL MMIC D'UMS.	69
FIGURA 4.4: KIT TRL EN BANDA X DE GAIA.	70
FIGURA 4.5: : BTF DE L'ATENUADOR VARIABLE, FOTOGRAFIA DETALLADA DEL MMIC.	71
FIGURA 4.6: ADAPTACIONS D'ENTRADA I SORTIDA DE L'ATENUADOR	72
FIGURA 4.7: PÈRDUES D'INSERCIÓ / ATENUACIÓ DEL DISPOSITIU EN FUNCIÓ DE V_{ATT}	73
FIGURA 4.8: EVOLUCIÓ DE LES ADAPTACIONS EN FUNCIÓ DE V_{ATT}	73
FIGURA 4.9: COMPARATIVA ENTRE LES DADES QUE DONA EL FABRICANT EN EL DATASHEET (BLAU I ROSA) I L'ATENUADOR EN CONFIGURACIÓ DE TREBALL (EN VERD).	74
FIGURA 4.10: ETAPA INTERMITJA. <i>PHASE SHIFTER</i>	75
FIGURA 4.11: ESQUEMA INTERN DEL MMIC D'OMMIC.	77
FIGURA 4.12: FOTOGRAFIA DEL <i>PHASE SHIFTER</i> . PADS DEL MMIC	77
FIGURA 4.13: BTF DEL <i>PHASE SHIFTER</i> , FOTOGRAFIA DETALLADA DEL MMIC.	80
FIGURA 4.14: FOTOGRAFIA DETALLADA DE LA BTF DEL <i>PHASE SHIFTER</i>	80
FIGURA 4.15: CARACTERITZACIÓ <i>PHASE SHIFTER</i> ; ATENUACIÓ I FASE EN ELS 64 ESTATS.	81
FIGURA 4.16: ETAPA AMPLIFICADORA	82
FIGURA 4.17: ESQUEMA DEL TRANSISTOR D'EUDYNA.	84

FIGURA 4.18: ESQUEMA GENERAL D'UNA XARXA DE POLARITZACIÓ.	85
FIGURA 4.19: EXEMPLE DE TES DE POLARITZACIÓ.	87
FIGURA 4.20: DETALL DE LA POLARITZACIÓ DE PORTA	89
FIGURA 4.21: DELS CERCLES D'ESTABILITAT AMB LA RESISTÈNCIA DE POLARITZACIÓ DE PORTA	90
FIGURA 4.22: DETALLS DEL MUNTATGE DEL MMIC.....	91
FIGURA 4.23: CIRCUÏT UTILITZAT EN EL DISSENY DE L'AMPLIFICADOR	92
FIGURA 4.24: MÀXIM GUANY TEÒRIC DE CADA ETAPA D'AMPLIFICACIÓ.....	94
FIGURA 4.25: BTF DE L'AMPLIFICADOR, FOTOGRAFIA DETALLADA DEL MMIC.....	95
FIGURA 4.26: S11. PÈRDUES PER RETORN A L'ENTRADA. ADAPTACIÓ.	96
FIGURA 4.27: S22. PÈRDUES PER RETORN A LA SORTIDA. ADAPTACIÓ.	96
FIGURA 4.28: GUANY DEL DISPOSITIU DESPRÉS DEL PROCÉS D'AJUST	97
FIGURA 4.29: (A) CERCLES L I S D'ESTABILITAT DE L'AMPLIFICADOR SOBRE BTF. (B) CORBES D'ESTABILITAT DE FONT I CÀRREGA OBTINGUDES PER SIMULACIÓ	97
FIGURA 4.30: CARACTERITZACIÓ EN POTÈNCIA DE L'AMPLIFICADOR. COMPARACIÓ TAMB I THOT.....	98
FIGURA 4.31: CARACTERITZACIÓ DEL CONSUM EN POTÈNCIA DE L'AMPLIFICADOR A TAMB I THOT.....	99
FIGURA 4.32: ENCADENAMENT DE LES TRES BASES "SINGLE" PER VALIDAR EL DISSENY. ATENUADOR, PHASE SHIFTER I ETAPA AMPLIFICADORA.	100
FIGURA 4.33: FOTOGRAFIA DETALLADA DE L'HÍBRID DE CONTROL	101
FIGURA 4.34: LAYOUT DE LA VERSIÓ DEFINITIVA DE L'HÍBRID DE CONTROL AMB EL PINOUT NOMINAL.....	102
FIGURA 4.35: C.H. TUNING JIG (ESQUERRA) I C.H. TEST JIG (ESQUERRA)	103
FIGURA 4.36: SUBCIRCUÏT D'AJUST I MESURA DE L'ATENUADOR VARIABLE DINS L'H.C.	104
FIGURA 4.37: COMPORTAMENT DEL PHASE SHIFTER DINS EL PACKAGE.....	105
FIGURA 4.38: SUBCIRCUÏT D'AJUST I MESURA DEL PHASE SHIFTER DINS L'HÍBRID DE CONTROL.....	106
FIGURA 4.39: COMPORTAMENT DEL PHASE SHIFTER DINS DE L'HÍBRID	107
FIGURA 4.40: SUBCIRCUÏT D'AJUST I MESURA DEL PRIMER AMPLIFICADOR DINS L'H.C.	109
FIGURA 4.41: GUANY EN EL PRIMER TRANSISTOR DINS DE L'HÍBRID.....	110
FIGURA 4.42: SUBCIRCUÏT D'AJUST I MESURA DEL SEGON AMPLIFICADOR DINS L'H.C.	111
FIGURA 4.43: GUANY DEL SEGON TRANSISTOR DINS DE L'HÍBRID.....	112
FIGURA 4.44: SUBCIRCUÏT D'AJUST I MESURA DE L'ETAPA AMPLIFICADORA DINS L'H.C.....	113
FIGURA 4.45: GUANY TOTAL I MÀXIM GUANY ASSOLIBLE EN L'ETAPA AMPLIFICADORA.	114
FIGURA 4.46: ADAPTACIONS I ESTABILITAT EN L'ETAPA AMPLIFICADORA DINS DE L'HÍBRID.	114
FIGURA 4.47: GUANY DE L'HÍBRID PER DIFERENTS VALORS DE V_{ATT}	115
FIGURA 4.48: ADAPTACIÓ D'ENTRADA I SORTIDA ALS 64 ESTATS DESPRÉS DEL TUNING DEFINITIU. ..	116
FIGURA 5.1: ADAPTACIÓ DE L'HÍBRID EN ELS ESTATS PRINCIPALS DE FASE, ATENUACIÓ I TEMPERATURA.	119
FIGURA 5.2: GUANY DE L'H.C. EN CONDICIONS NOMINALS, EN ELS 64 ESTATS DE FASE	120
FIGURA 5.3: EFECTES DE L'ATENUACIÓ VARIABLE EN EL GUANY TOTAL.....	121
FIGURA 5.4: CARACTERITZACIÓ EN FASE DE L'HÍBRID DE CONTROL. (CONFIGURACIÓ: $V_{ATT}=-2.5V$, TEMPERATURA: 25°C)	123
FIGURA 5.5: CARACTERITZACIÓ COMPLETA EN FASE I ERROR DE FASE. (CONFIGURACIÓ: $V_{ATT}=-2.5V$, TEMPERATURA: 25°C)	124
FIGURA 5.6: VARIACIÓ DE FASE PER BIT VS V_{ATT}	124
FIGURA 5.7: VARIACIÓ DE FASE PER BIT VS TEMPERATURA.....	125
FIGURA 5.8: SSPA PHASE SETTING AND TRACKING.....	126
FIGURA 5.9: CORBA DE POTÈNCIA P_{IN}/P_{OUT} DE L'HÍBRID, EN PITJOR CAS.	127
FIGURA 5.10: CORBA DE COMPRESSIÓ AM/PM.	128
FIGURA 6.1: RF PROBE STATION. DETALL DE LES PUNTES DE TEST	134
FIGURA 6.2: PADS AUXILIARS DE MESURA.	135
FIGURA 6.3: PRIMER BATCH D'HÍBRIDS DE CONTROL MODEL FM.	138
FIGURA 8.1: CONTROL HYBRID TUNING JIG.....	143
FIGURA 8.2: CONTROL HYBRID TEST JIG.....	144
FIGURA 8.3: PROTOTIP INICIAL DE L'HÍBRID DE CONTROL.....	145
FIGURA 8.4: PACKAGE DEFINITIU PER ALS HÍBRIDS DE LA MISSIÓ GAIA.....	145
FIGURA 8.5: VERSIÓ PRIMERA AMB DOBLE ETAPA BASADA EN MMIC.....	146
FIGURA 8.6: VERSIÓ SEGONA DE L'HÍBRID DE CONTROL.....	147
FIGURA 8.7: VERSIÓ TERCERA DE L'HÍBRID DE CONTROL.....	148

Índex de taules

TAULA 2.1: COMPARATIVA ENTRE LES MISSIONS HIPPARCOS I GAIA.....	17
TAULA 2.2: ESPECIFICACIONS GENERALS DE GAIA QUE APLIQUEN A L'HÍBRID DE CONTROL.....	35
TAULA 2.3: REQUERIMENTS GENERALS PER A L'HÍBRID DE CONTROL.....	36
TAULA 4.1: <i>PHASE SHIFTER</i> . SELECCIÓ DEL COMPONENT.....	76
TAULA 4.2: PES DELS BITS DE CONTROL DEL <i>PHASE SHIFTER</i> , SEGONS EL <i>DATASHEET</i>	79
TAULA 4.3: PES DELS BITS EN EL <i>PHASE SHIFTER</i>	81
TAULA 4.4: ETAPA AMPLIFICADORA. SELECCIÓ DEL COMPONENT.....	83
TAULA 4.5: <i>PINOUT</i> EN LA CONFIGURACIÓ NOMINAL DE L'HÍBRID DE CONTROL.....	102
TAULA 4.6: <i>PINOUT</i> EN LA CONFIGURACIÓ DEL SUBCIRCUÏT DE MESURA DE L'ATENUADOR VARIABLE. 104	
TAULA 4.7: <i>PINOUT</i> EN LA CONFIGURACIÓ DEL SUBCIRCUÏT DE MESURA DEL <i>PHASE SHIFTER</i>	106
TAULA 4.8: <i>PINOUT</i> EN LA CONFIGURACIÓ DEL SUBCIRCUÏT DE MESURA DEL PRIMER AMPLIFICADOR..	109
TAULA 4.9: <i>PINOUT</i> EN LA CONFIGURACIÓ DEL SUBCIRCUÏT DE MESURA DEL SEGON AMPLIFICADOR. .	111
TAULA 4.10: <i>PINOUT</i> EN LA CONFIGURACIÓ DEL SUBCIRCUÏT DE MESURA DEL SEGON AMPLIFICADOR. 113	
TAULA 5.1: RESUM DELS PARÀMETRES MÉS IMPORTANTS DEL PRIMER LOT D'HÍBRIDS FM.....	129

1 Introducció

El capítol introductori presenta el marc en que s'engloba aquest document, així com els seus objectius i propòsits, junt amb un breu resum de cadascun dels capítols que s'hi tracten. Així, de manera ràpida i concisa, el lector pot posar en context aquest Projecte Final de Carrera.

1.1 Marc del projecte

Fruit d'un conveni de cooperació educativa entre la Universitat Politècnica de Catalunya i *Mier Comunicaciones S.A.* iniciat el novembre del 2006, aquest Projecte Final de Carrera ha estat íntegrament desenvolupat en les instal·lacions de la divisió d'Espai i Microones que l'empresa té a La Garriga (Barcelona).

És precisament la experiència i trajectòria de *Mier Comunicaciones* dins d'aquest sector de les telecomunicacions; disseny, desenvolupament i fabricació d'instruments electrònics avançats de microones per a aplicacions espacials i de segment terrestre, el que ha donat lloc des de ja fa algunes dècades, a diferents contractes amb l'Agència Espacial Europea (ESA).

En aquest marc de cooperació entre l'ESA i *Mier Comunicaciones* podem situar-hi el projecte GAIA. Una missió que té l'ambició repte de realitzar el mapa tridimensional de la nostra galàxia més gran i precís mai aconseguit fins ara.

L'èxit d'anteriors col·laboracions, específicament en el camp dels *Solid State Power Amplifiers* (SSPA) com ara METOP (*Meteorological Operational*), GALILEO, ARTEMIS (*Advanced Relay Technology Mission*), etc. que apareixen en la figura 1.1, ha servit a *Mier Comunicaciones* per dissenyar també una part important de la sonda espacial de la missió GAIA.

Així, treballant per EADS ASTRIUM SAS, junt amb EADS CASA ESPACIO SL, a *Mier Comunicaciones* s'està duent a terme des de mitjans de 2006 el disseny i fabricació d'un equip anomenat QUADRIMÒDUL, que inclou precisament els SSPA necessaris per a la transmissió de dades entre satèl·lit i Terra.

Un dels dos principals blocs de cada SSPA és l'Híbrid de Control, el centre d'estudi d'aquest document.

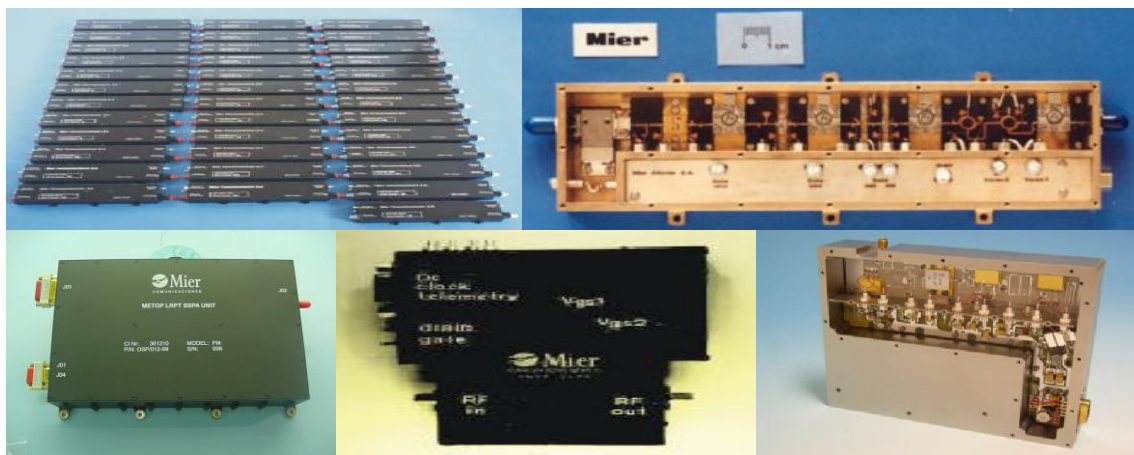


Figura 1.1: Metop, Galileo, etc. SSPA realitzats a Mier Comunicaciones.

1.2 Objectius del projecte

L'Objectiu d'aquest Projecte Final de Carrera, tal i com apunta el seu títol, és el disseny de l'Híbrid de Control de l'SSPA de molt alta eficiència, en banda X, per a l'antena activa de la missió científica GAIA. No obstant, això engloba algunes tasques més concretes i més o menys relacionades amb l'objectiu final del projecte.

Les arees de treball durant aquest període es poden resumir en diferents punts:

- Documentació sobre disseny d'amplificadors de *RF* i microones per aplicacions de potència. Avaluació tecnològica de les possibles alternatives en funció de les necessitats.
- Documentació sobre antenes actives.
- Aprenentatge i domini de les eines de simulació per proporcionar tot el conjunt de mesures necessàries de manera fiable, precisa i minimitzant el temps de presentació.
- Aprenentatge i domini de les normes de disseny de *layout*, del procés de fabricació i dels models elèctrics per cada element del circuit.
- Disseny de les bases de test i mesura dels diferents xips i/o MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*), elecció de les mecàniques, materials, encapsulats, creació de màscares, etc...
- Disseny de l'Híbrid de Control de l'SSPA de GAIA. Verificació per simulació del compliment de les especificacions.
- Definició dels procediments i dels bancs de mesura adients pels MMIC, híbrids i bases de test. Realització de les mesures que caracteritzen els MMIC caracteritzats i els híbrids dissenyats.
- Interpretació de les mesures. Verificació del compliment de les especificacions i presentació de resultats.
- Assistència i defensa de l'Híbrid de Control a les reunions de revisió del projecte. Setmanalment davant dels responsables de *Mier Comunicaciones*, i durant les Revisions de Progrés de GAIA davant *Technical Officers* de la *ESA* i client; EADS ASTRIUM/CASA ESPACIO.
- Supervisió i assessorament al proveïdor durant l'etapa de fabricació dels Híbrids.
- Redacció d'aquest document.

1.3 Estructura del projecte

La informació que podem trobar en aquest document s'agrupa en vuit capítols diferents i relacionats entre ells, que a continuació es resumeixen breument:

Capítol 1.- Introducció. Capítol introductori, breu descripció dels punts principals tant d'aquest document com de la feina que reporta.

Capítol 2.- Missió Científica GAIA. Introducció general de la Missió de l'ESA. Focalització en els mòduls que controlen l'antena activa del satèl·lit de GAIA. Presentació i justificació de les especificacions que es tindran en compte al dissenyar l'Híbrid de Control del SSPA de GAIA.

Capítol 3.- Fonaments Teòrics. Presentació concisa de la teoria bàsica i conceptes importants sobre el disseny d'Amplificadors en Microones.

Capítol 4.- Disseny de l'Híbrid de Control. En aquest apartat de disseny s'inclouen aquells aspectes previs a la realització de l'Híbrid de Control com a unitat. Recerca i estudi de components, simulacions, mesura i caracterització mitjançant bases de test, etc. Tot el que hi ha darrera de la versió definitiva d'aquest híbrid.

Capítol 5.- Mesura i Caracterització. En aquest capítol es treballa i s'estudia el disseny tancat i definitiu de l'Híbrid de Control. Sobre ell es procedirà als ajustos, adaptació, mesures, caracteritzacions i contrast amb els requeriments, per procedir a l'assemblatge dels Híbrids de Control dins els corresponents SSPA.

Capítol 6.- Conclusions. El document finalitza amb un apartat on s'analitza i s'avalua la feina realitzada. D'aquesta manera es pot contrastar amb els objectius que es plantejaven al principi i alhora presentar aquelles observacions i conclusions extretes durant la seva realització, per tal que es pugui fer d'aquest document una eina útil en el futur. Amb aquest propòsit també es comentaran aquells aspectes millorables observats durant la realització del projecte.

Capítol 7.- Bibliografia. Referències a la bibliografia citada i/o consultada.

Capítol 8.- Annexes. En aquest capítol es recullen tots aquells temes no estrictament necessaris per entendre aquest document. Per motius tècnics o de contingut i per intentar donar la informació de manera més clara i concisa possible, han estat agrupats al final del document en forma d'annexos, la lectura dels quals és molt recomanable, ja que ajuden a la comprensió d'alguns aspectes d'aquest projecte, proporcionant una visió més global en alguns casos, i altres, profunditzant en detalls que poden escapar-se de la seva línia principal.

La seva estructura és la següent:

Apartat 8.1.- Jigs i BTF de l'Híbrid de Control. Mostra de les bases de test dissenyades per mesurar els Híbrids de Control durant les diferents fases del projecte.

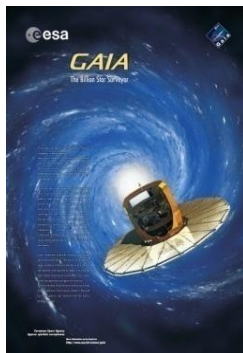
Apartat 8.2.- Versions de l'Híbrid de Control: Breu presentació de les versions de l'Híbrid de Control des del seu prototip inicial, dóna una idea de la evolució constant que ha sofert aquest dispositiu.

Apartat 8.3.- Datasheets: Algunes característiques tècniques dels dispositius que conformen la versió definitiva de l'Híbrid de Control seran citades freqüentment en aquest document, a mode de referència ràpida podem trobar en aquest apartat la informació que en facilita el fabricant de cadascun d'ells.

S'inclouen també els *datasheets* d'algunes alternatives als MMIC elegits als que també es fa referència en algun punt.

Apartat 8.4.- Acrònims: Llista dels acrònims que apareixen en el document ordenats alfabèticament.

2 Missió Científica GAIA



En aquest capítol es posen en context els Híbrids de Control realitzats a *Mier Comunicaciones* per a GAIA. Des de la seva posició dins el mòdul del satèl·lit, fins a la seva tasca a la complexa missió de l'Agència Espacial Europea.

2.1 Introducció

On som? Què som? Probablement estem condemnats a repetir sempre les mateixes preguntes, però en el camp de l'astrofísica, intentar respondre-les ens porta inevitablement a conèixer què hi ha "allà fora". Cada cop més lluny i amb més precisió ha quedat enrere la Lluna, el Sistema Solar, inclús la Via Làctia, en l'afany d'entendre quin és el paper que juga el nostre planeta dins aquest immens trencaclosques.

El primer cens astronòmic documentat va ser obra d'Hipparco de Nicea, segle II aC. Era en realitat un recull d'un miler d'estrelles ordenades en una escala segons la brillantor amb la que a ull nu es podien apreciar des de la Terra, i amb una precisió semblant a la que es pot aconseguir mirant directament el cel. Altres, com Tycho Brahe (1546-1601) o Friedrich Bessel (1784-1846) van seguir millorant els catàlegs estel·lars, amb una progressió que no ha parat a dia d'avui i que incrementa de manera exponencial en el nombre de descobriments i el detall amb que es localitzen.

L'astrometria i els censos estel·lars segueixen essent un dels principals fronts oberts en la carrera espacial entre les diferents agències d'arreu del món. Veiem al cronograma inferior, des dels *Astrographic Catalogue* (UCAC2) de l'Observatori Naval dels Estats Units (USNO), fins als *Fundamental Katalogs* alemanys, que en la seva cinquena versió *FK5* (la *FK1* data de principis del segle XX) van contribuir a realitzar el conegut com a *Position and Proper Motions catalogue* (PPM).

Entre totes les agències espacials, l'europea no n'és una excepció. En honor a l'astrònom i matemàtic grec, entre el 1989 i 1993 la sonda de la missió HIPPARCOS (*High Precision Parallax Collecting Satellite*) va aconseguir fer una recopilació d'unes 120.000 estrelles que el 1997 es van recollir en el que va representar el cens més acurat fins el moment. Junt amb els catàlegs Tycho, amb menys precisió però amb registres més extensos, suposen els censos més importants amb què treballa la ESA avui dia. S'observen també a la figura 2.1 les previsions existents per al projecte GAIA.

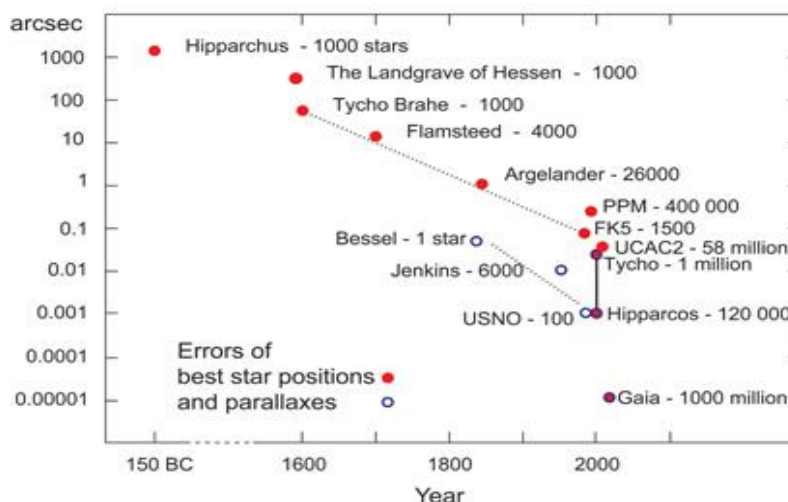


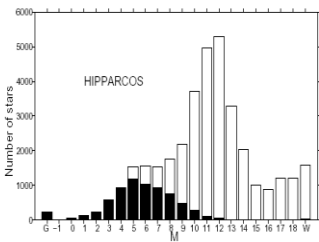
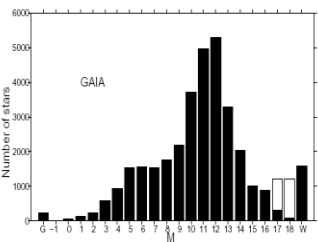


Figura 2.1: Evolució dels censos i precisió en els catàlegs estel·lars.

Aproximadament dues dècades després, GAIA es considera l'evolució d'HIPPARCOS. Utilitza els principis de mesura i l'experiència del seu antecessor i barreja noves tècniques amb una tecnologia més avançada. GAIA permetrà multiplicar les prestacions de l'equip un factor mil i alhora afegir-ne de noves, com es veu a la Taula 2.1, d'entre les que destaca la precisió de l'equip, que equival a la necessària per observar un gra d'arròs a la superfície lunar des de la Terra. [ESA_1, 2007]

Taula 2.1:
Comparativa entre les
missions Hipparcos i
GAIA.

		
INICI – FI	1989-1997	2000-2020
PRECISIÓ	$\approx 1\text{-}20\text{miliarcsec}^{(1)}$	$\approx 1\text{-}20\text{microarcsec}$
DIST. LÍMIT EFECTIVA	1Kpc	1Mpc
MAGNITUD LÍMIT	12.4mag	20-21 mag
LLUMINOSITAT LÍMIT	$\approx 0\text{mag}$	$\approx 3\text{-}7\text{mag}$
FOTOMETRIA	2bandes	15bandes
MESURES DE V. RADIAL	-	Precisions: 1-10Km/s
Nº OBJECTES CENSATS	118.218	1.000.000.000
<i>Sistema Solar</i>	-	$10^5\text{-}10^6$
<i>Sistemes Planetaris</i>	-	50.000
<i>Galàxies</i>	-	$10^6\text{-}10^7$
<i>Quàsars</i>	-	$\approx 5 \times 10^5$
<i>Supernoves</i>	-	10^5
<i>Nanes blanques</i>	-	200.000
<i>Nanes Marrons</i>	-	50.000
<i>Sistemes Estelars Binaris</i>	$^{(2)}$	10^8
Quantitat d'estrelles observades, ordenades segons la seva magnitud		

¹ UA: Unitat Astronòmica; aproximadament la distància entre la Terra i el Sol. 149.597.870Km, 8'32minuts llum.

Pc: Pàrsec; Unitat bàsica astromètrica. Distància des de la qual 1 UA "ocupa" un angle d'un segon d'arc.
 $3'09 \times 10^{16}\text{m}$, 3'26 anys llum

Arcsec: Segon d'arc. Sistema sexagesimal. $1'' = (1^\circ/60/60) = 0.00027778^\circ$

Mag: Magnitud; Mesura de la brillantor d'una estrella introduïda per Hipparco de Nicea. Classificació decreixent com més alta és la magnitud del cos observat, més tènue és la llum que se'n rep.

² Dades no disponibles en aquest format.

Una ràpid exemple visual el trobem en la figura inferior, on es presenta una vista de la mateixa regió del cel (la part dreta del cúmul estel·lar de les Hyades) tal i com es veu des de la terra (esquerra), amb les observacions de la missió HIPPARCOS (central) i tal com es preveu al processar les dades de la missió GAIA (dreta).

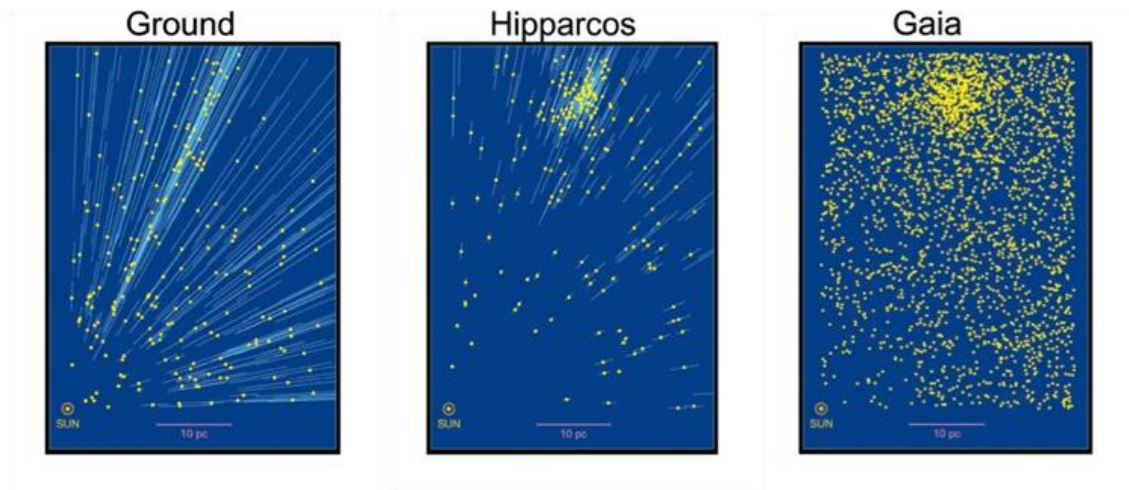


Figura 2.2: Comparativa entre observacions terrestres i des de GAIA o HIPPARCOS.

GAIA és en l'actualitat una de les missions més ambicioses que duu a terme l'Agència Espacial Europea. L'acrònim de la missió significa en realitat "*Global Astrometric Interferometer for Astrophysics*", tot i que la idea d'utilitzar només un interferòmetre a bord del satèl·lit va ser ràpidament substituïda per un *Payload Module* molt més complex.. [ESA_1, 2007].

L'objectiu principal d'aquesta missió és la creació d'un mapa tridimensional de la nostra galàxia i els seus entorns més propers. Un catàleg on no només s'inclourà informació astromètrica, sinó que proporcionarà a la comunitat científica dades valuoses en termes de fotometria, espectroscòpia, i velocitat radial dels cossos que componen la Via Làctia, ampliant les possibilitats del projecte en direccions tant diverses com [ESA_2, 2007]:

- Consecució d'un **cens astronòmic** de prop de mil milions d'estrelles de fins a magnitud 20.
- Realització de precisos **histogrames** de la galàxia. De les observacions de GAIA, i en concret del fet de poder disposar de les velocitats radials dels cossos observats, permetrà teoritzar sobre **l'origen i evolució de la Via Làctia**.
- **Detecció de planetes**. Es preveu observar entre 10.000 i 50.000 nous planetes extrasolars.

- **Localització de Nanes Marrons.** Les observacions terrestres de nanes marrons han estat fins avui infructuoses, els indrets on se'n preveien elevades concentracions (en òrbita al voltant d'algunes estrelles) han estat batejats per aquest motiu amb el nom de "Deserts de Nanes Marrons". Es preveu que GAIA localitzi desenes de milers d'aquestes Nanes Marrons, si és que realment existeixen, i proporcioni dades valuoses en el camp de la **evolució estel·lar**.

- **Descobriments "menors" en el Sistema Solar.** En un entorn més proper a la Terra, la sensibilitat de GAIA en la detecció de moviment permetrà fer un inventari de desenes de milers de planetes menors; alguns seran cossos propers a la Terra (NEO), altres asteroides en el cinturó existent entre Mart i Saturn. En realitat es podrà arribar a explorar també en l'extraradi del Sistema Solar per estudiar-ne indrets fins ara inhòspits com el Cinturó Kuiper.

- **Explosions Estel·lars.** Durant els cinc anys de vida de GAIA es preveu que aquesta recopili aproximadament unes cent mil Supernoves. A part de l'aportació ja comentada en el camp de la evolució estel·lar, amb l'estudi de la brillantor d'aquestes explosions es poden fer aproximacions precises de la **distància de les galàxies** on es troben.

- **Teoria de la Relativitat General d'Einstein.** La precisió amb que podran ser mesurades les posicions dels cossos permetrà fer un "test" a la Teoria de la Relativitat General que abans no era possible. D'aquesta manera s'avaluaran dos tipus d'errors que afecten notablement als projectes destinats a la observació, i que fins ara eren inevitables i molt freqüents.

- Distorsió provocada pel pas de la llum a través del camp gravitacional d'objectes massius com ara el Sol.

- Efecte de la ondulació de la continuïtat espai-temps. Distorsió de la posició aparent dels cossos degut a les "ones gravitacionals".

2.2 La sonda espacial

GAIA disposarà d'una sonda espacial orbitant al voltant del Sol a una distància de 1.5 milions de quilòmetres de la Terra, en el punt L2 de Lagrange, que observarà les estrelles des d'un ambient tèrmic estable degut a que el Sol, la Terra i la Lluna estaran darrere dels instruments d'observació, com es mostra en la Figura 2.3.

A part d'unes òptimes condicions tèrmiques aquesta posició ofereix alhora una radiació moderada adient per a la instrumentació d'abord. [ESA_1, 2007]:

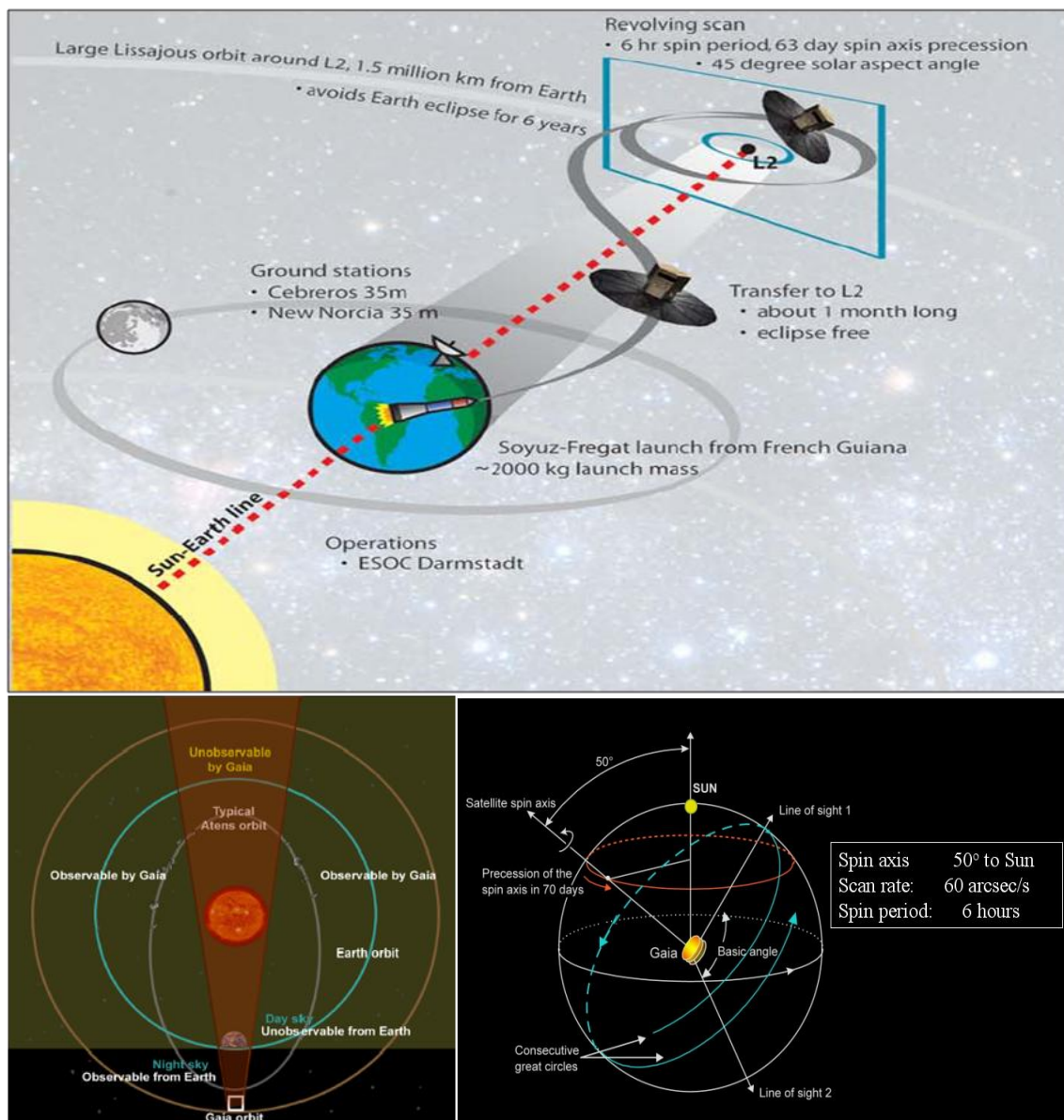


Figura 2.3: Detalls del satèl·lit de la missió, llançament i posicionament en òrbita.

L'òrbita de la sonda, un concepte que a priori podria semblar allunyat del tema principal d'aquest projecte, és precisament el que justifica la necessitat d'utilitzar un Híbrid de Control que permeti apuntar correctament l'antena encarregada de transmetre les dades de la sonda a les estacions terrestres en enllaç de baixada (*downlink*).

Un cop situada en el punt L2 de Lagrange, la sonda es trobarà en una regió semi estable gravitacionalment, és a dir, l'atracció gravitatòria del sistema Sol - Terra es compensarà amb la força centrípeta intrínseca a l'òrbita. Tot i això, aquest és un punt on no es pot mantenir un equip autònom durant gaire temps, ja que la posició de la Terra eclipsa totalment el Sol i els panells solars no poden treballar correctament.

Una solució molt comú per estabilitzar satèl·lits que es troben en aquestes condicions és adoptar òrbites tipus Lissajous; fixada en el pla perpendicular a la direcció del Sol i la Terra, en el punt L2 de Lagrange, la sonda descriurà l'òrbita que es pot observar en la Figura 2.4, de manera que es redueixin al màxim les maniobres de la sonda per mantenir-se en la posició desitjada, alhora que es garanteix una exposició solar suficient per a l'obtenció d'energia.

El grau (o nombre de cicles) escollit en l'òrbita Lissajous és, com veiem representat en blau a la Figura 2.4, el mínim necessari per mantenir l'equip fora de la ombra terrestre (en vermell), un mínim d'uns 6 anys, que és el període d'observació estimat de la missió.

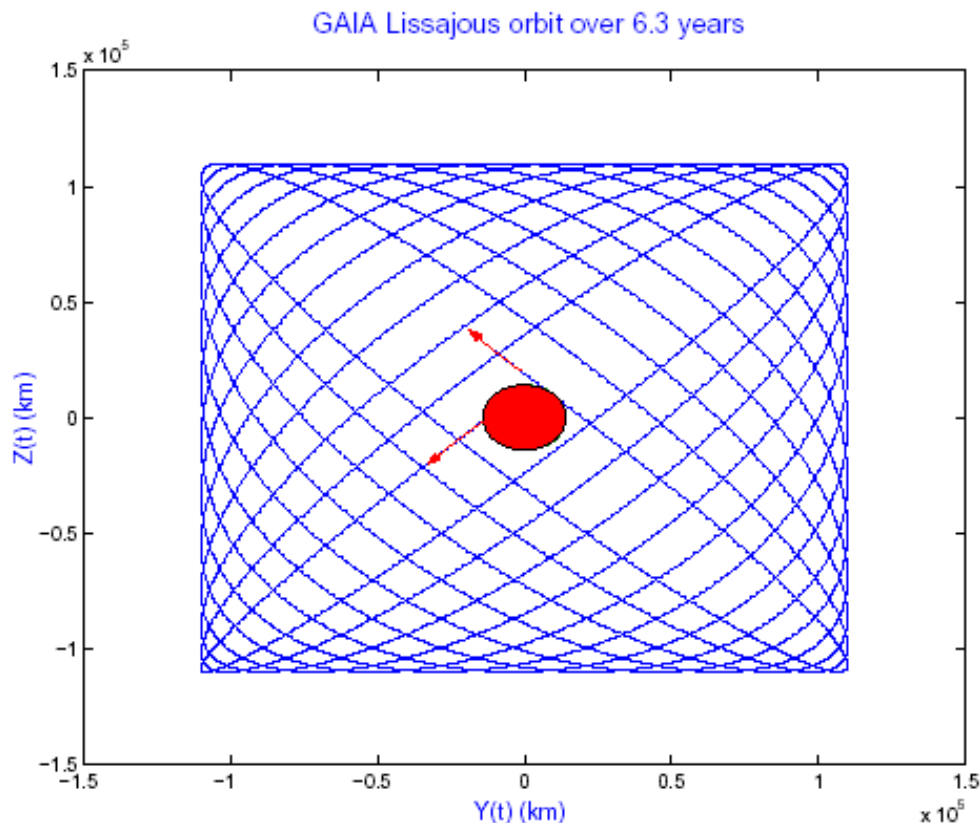


Figura 2.4: Òrbita Lissajous en el punt L2 de Lagrange..

L'altre concepte important és l'altíssima estabilitat que requereix la instrumentació a bord durant les observacions. Degut a l'enorme precisió necessària en les mesures, la més mínima de les vibracions en l'aparell desenfocaria els aparells de mesura, implicant un temps d'estabilització no assumible en l'*schedule* de la missió.

Durant les observacions, el satèl·lit estarà en constant rotació sobre el seu propi eix amb una velocitat constant, en el que es coneix com a "estabilització per *spin*". En aquest tipus d'estabilització es requereix una distribució de la càrrega del satèl·lit totalment equilibrada, d'aquesta manera, i amb l'ajuda d'un giroscopi de gran massa, la sonda girarà sobre l'eix de *spin* perpendicular al pla d'observació. Pel principi de conservació del moment d'inèrcia, aquest és difícilment modificable, és a dir, l'eix de referència en aquestes condicions no pateix rotacions, mantenint, per tant, una línia d'observació completament estable.

Aquesta rotació de *spinning*, sumada a la òrbita de l'aparell, és aprofitada alhora per fer un escombrat molt complet sense cap tipus d'ajuda mecànica addicional. Amb una inclinació de 45° d'aquest eix de spin respecte al conjunt Sol - Terra s'aconsegueix que els instruments "observin" una zona de l'espai diferent a cada moment durant els 6 anys que dura la missió, alhora que es protegeix el telescopi de la llum solar directa..

L'únic problema del complex mètode d'estabilització és que l'antena encarregada de transmetre les observacions rota amb l'equip a la velocitat de *spinning*, inclinada 45° respecte la Terra i seguint una òrbita Lissajous d'uns 300.000Km de diàmetre al voltant del segon punt de Lagrange. Semblen, a priori, unes condicions bastant complexes per transmetre cap a la terra, més encara si es té en compte que la transmissió és a 1.5 Milions de quilòmetres, cosa que descarta la solució típica en els satèl·lits geostacionaris propers a la Terra, en els que s'opta per diagrames de radiació omnidireccionals.

A aquesta distància, la potència necessària per emetre de manera omnidireccional no és assumible per una sonda autoalimentada. Descartat l'apuntament mecànic de l'antena degut als estralls que causaria en l'estabilitat de l'equip, l'única solució és l'ús d'una antena activa que contrarresti tots aquests efectes.

2.3 Mòdul de Servei

Qualsevol satèl·lit o sonda espacial divideix la seva càrrega en dos mòduls diferenciats. El *payload module* o càrrega útil, com el seu nom indica, el conformen tots aquells instruments que es desitja posar en òrbita per fer les mesures necessàries a bord del satèl·lit. El *service module* el conformen tots aquells instruments la utilitat dels quals és permetre que la càrrega útil pugui funcionar; generadors energètics, equips de condicionament i control, comunicació Terra - satèl·lit, etc. És en aquest últim grup on s'inclou tant l'Antena Activa de la missió com l'equip necessari pel seu funcionament. Podem observar-ne la seva ubicació en la figura següent.

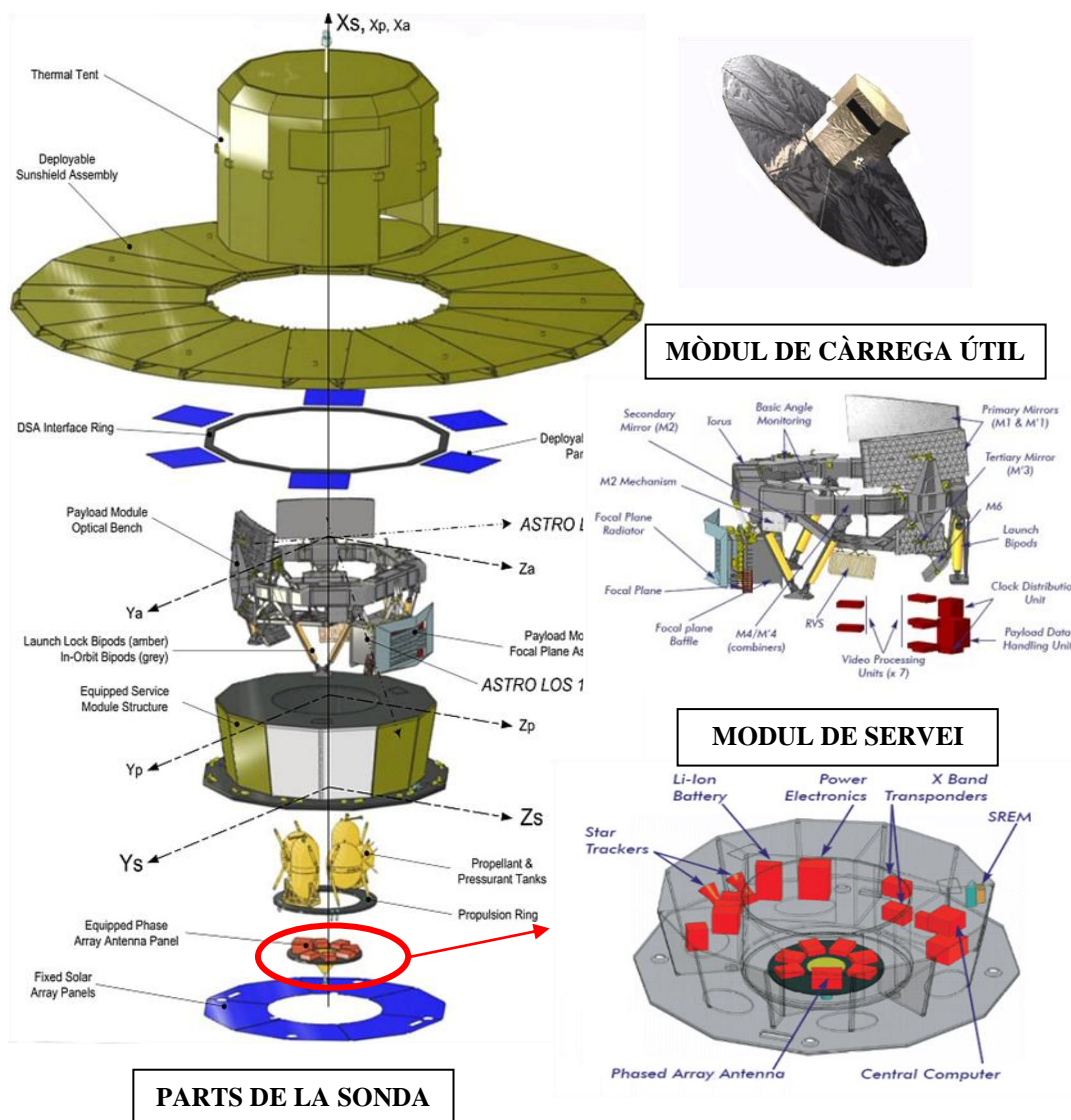


Figura 2.5: Parts de la sonda espacial de GAIA. Detall dels mòduls de càrrega útil i de servei (en vermell s'observen els 7 Quadrimòduls de l'equip)

2.4 Antena activa

Una de les parts més crítiques dins el mòdul de servei de la sonda espacial GAIA és l'apartat de les comunicacions Terra - Satèl·lit.

Pel que fa a l'enllaç ascendent, aquest no resulta un gran problema. En qualsevol estació terrestre es pot assumir la transmissió a la sonda sense limitacions en quant a utilitzar un apuntament mecànic o disposar d'energia suficient per elegir la potència de radiació més convenient. Aquesta part del *Uplink* es resol amb una petita antena receptora de baix guany a bord (*Low Gain Antenna, LGA*), que rep les telecomandes que se li envien des de les estacions terrestres. Aquest però, no és el cas de l'enllaç descendent, en el qual hi ha una sèrie de limitacions que fan que el seu disseny no sigui tant folgat i requereixi d'una antena activa en la transmissió.

La funció global de l'antena serà mantenir l'enllaç descendent amb prou qualitat per a la transmissió de les dades de les observacions (aproximadament 10Mbits/s), junt amb altres dades de telemetria i control de la nau. Cal remarcar que, tant l'antena activa que a continuació es presenta (Figura 2.6) com l'equipament electrònic que la controla i alimenta, en el que s'inclouen els quadrimòduls (amb els SSPA i Híbrids de Control), formen part exclusivament del *downlink* i la seva finalitat bàsica és transmetre dades cap a la Terra.

En l'apartat anterior s'han presentat les mesures que s'adopten en la sonda per tal de posicionar-la i estabilitzar-la. Es resumeix a continuació l'efecte que això té sobre l'antena activa, en la seva topologia i/o funcionament.

- Òrbita Lissajous i Punt L2 de Lagrange. En aquest tipus d'òrbita la sonda es mou en un pla de 300.000Km², és evident que l'única manera de transmetre de forma eficient cap a la Terra des del punt L2 de Lagrange (1.5MKm) és utilitzant algun tipus d'apuntament. El mecànic queda automàticament descartat perquè les vibracions que produiria serien incompatibles amb l'estabilitat requerida pel telescopi. L'única opció, és utilitzar una antena activa. La de GAIA presenta una Directivitat mínima de 18.1dBi i una EIRP de 34dBW.

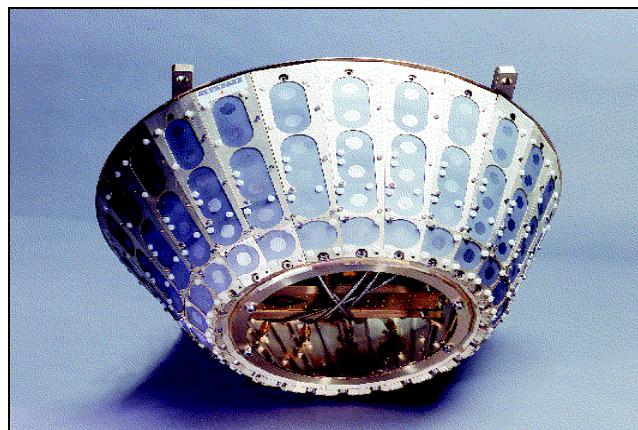


Figura 2.6: Primer prototip de l'antena activa de GAIA.

- Spinning d'estabilització. El fet d'estabilitzar el satèl·lit amb una velocitat de spin provoca dos efectes simultanis que s'hauran de considerar en la transmissió:

1.- Inclínació 45°: la suma de l'òrbita Lissajous i la rotació fan que la vertical del satèl·lit (o l'eix de spin) estiguin sempre inclinats 45° respecte a la línia de transmissió cap a la Terra. Les parts actives de l'antena s'aniran il·luminant successivament al voltant del con, la manera d'aconseguir que aquestes estiguin sempre perpendiculars a la Terra és fer que la inclinació d'aquest con sigui també de 45°, com mostren les figures 2.6, 2.7 i 2.8.

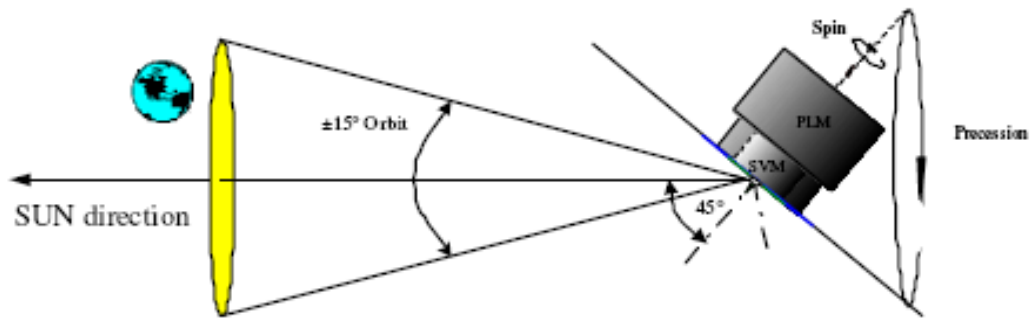


Figura 2.7: Inclínació de la sonda

2.- Rotació a velocitat angular de 60 arcsecs/s (1 grau/minut). La rotació del satèl·lit es compensa variant la il·luminació de les parts de l'antena. Aquesta es divideix en 4 sectors diferents dels quals s'il·lumina només aquell que està encarat cap a la Terra.

Com després de la Figura 2.8, els sectors s'il·luminen de manera contrària a la velocitat de *spinning*, així es crea una anul·lació de la rotació per *despinning* i l'efecte és el mateix que tenir una antena encarada sempre en la direcció desitjada.

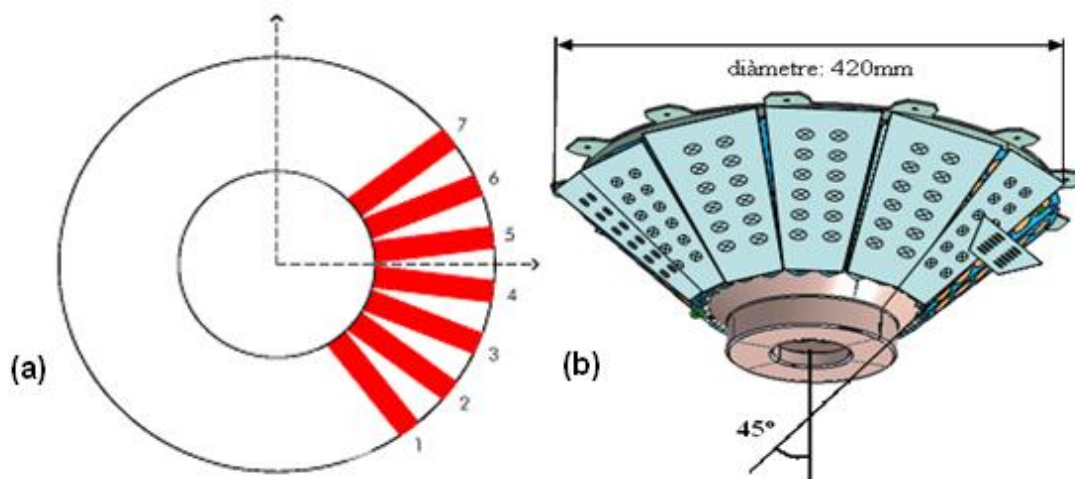


Figura 2.8 (a) Exemple d'il·luminació dels set panells d'un dels sectors de l'antena activa. (b) Inclínació dels panells de l'antena.

2.4.1 PAA: Classificació de l'Antena Activa de GAIA.

La nomenclatura de l'antena activa dins el projecte de l'Agència Espacial Europea (la mateixa que s'utilitza en aquest document) és la de PAA; *Phased Array Antenna* de GAIA. En l'apartat anterior s'ha justificat tant la forma de l'antena com la necessitat de tenir una antena activa per a la transmissió de les dades de les observacions. En els següents subapartats es clarifiquen els aspectes de topologia i classificació d'aquesta.

Com en qualsevol agrupació (agrupació de subagrupacions en el cas de GAIA), els elements radiants treballen simultàniament. El diagrama de radiació conjunt s'obté amb la interferència dels camps radiats per a cadascun dels elements que configuren l'antena.

La gran avantatge de les agrupacions d'antenes enfront les antenes d'un sol element és precisament el fet de poder controlar de manera desitjada les interferències dels camps radiats. D'aquesta manera, no solsament es poden aconseguir directivitats molt més elevades fent confluïr màxims de radiació (propietat bàsica en avióica, radars o satèl·lits), sinó que es poden utilitzar les interferències de manera destructiva enlloc de constructiva per aconseguir alhora nuls de radiació i així evitar certes direccions indesitjades. Com a contrapartida, incrementar el nombre d'elements comporta una sèrie d'inconvenients associats, com ara l'increment de la complexitat del sistema, la possibilitat de tenir més pèrdues i/o errors en el sistema, i lògicament el pes.

Com s'ha comentat, els dos paràmetres amb els que es treballa de forma dinàmica en un array són la fase i l'amplitud de les ones radiades per a cadascun dels elements de l'agrupació, no obstant, en el disseny d'un array es tenen també en compte conceptes com les dimensions de l'agrupació, el número, tipus i distribució d'elements radiants, etc, que conformen un diagrama de radiació adient en termes de Guany, Directivitat, distribució dels lòbuls principals i secundaris de l'antena, etc.

En qualsevol array, aquesta fase i amplitud pot ser fixa, de manera que el diagrama de radiació no varia amb el temps, o pot veure's modificada, amb el que s'aconsegueixen una sèrie de prestacions interessants. Aquest és el principi fonamental de les antenes actives, [POZAR, 1998].

Com veiem en la Figura 2.9, els *phased arrays* (PA) actius es diferencien dels passius perquè inclouen la possibilitat de modificar la fase i l'amplitud dels senyals radiats, modificant així la interferència dels camps radiats i alhora el diagrama de radiació de l'antena, de manera desitjada.

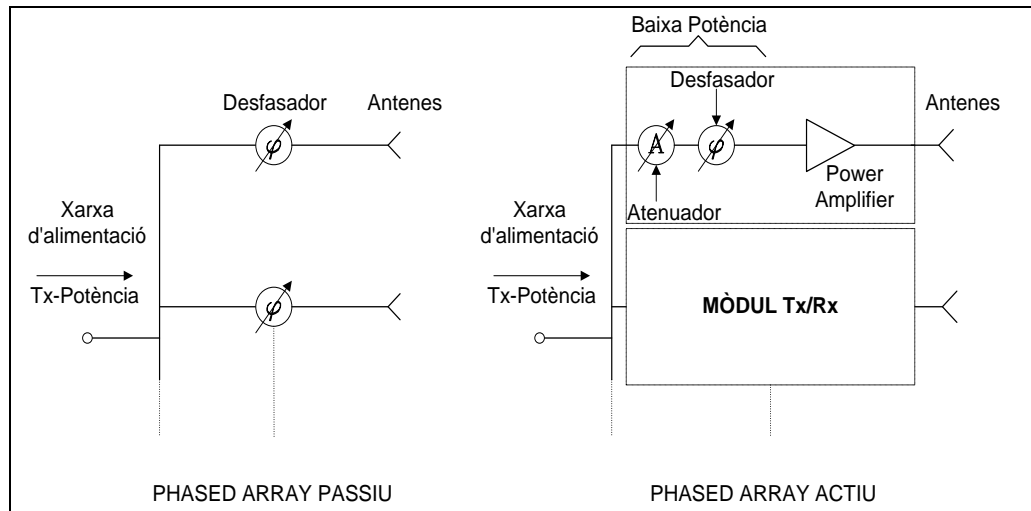


Figura 2.9: Arquitectures d'un PA Passiu (esquerra) i un PA Actiu (dreta). Models.

Veiem en la Figura 2.9 com en un PA passiu l'amplitud i fase que es transmet a les antenes és fixa i constant. El PA actiu inclou un desfasador i un atenuador variable mitjançant el qual es forma un feix de radiació actiu.

Si bé s'entrarà més en detall dins l'equip de GAIA, es poden identificar clarament les parts d'una Antena activa sobre el diagrama de blocs funcionals del Quadrimòdul de GAIA (veure apartat .2.5) de la Figura 2.10 al comparar-la amb la Figura 2.9.

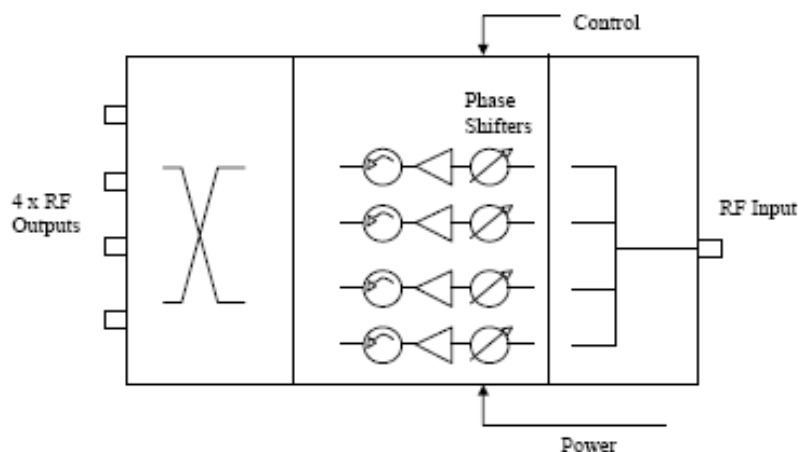


Figura 2.10: Diagrama de blocs d'un Quadrimòdul de GAIA.

Com a últim detall, cal comentar el concepte d'adaptabilitat en aquesta PAA. Si bé és cert que la majoria d'antenes actives destinades a avióica, radars o satèl·lits inclouen aquesta propietat, no és aquest el cas de GAIA.

Cenyint-nos a la definició estricta d'adaptabilitat, aquesta es dona quan existeix un processador de senyal que controla en temps real i de manera autònoma, la radiació que s'emet. Com es mostra en la Figura 2.11, el processador executa en tot moment

un algoritme de control que té com a *inputs* les dades de la radiació en temps real, preses directament des del final de tot de la cadena de recepció (o l'inici de la recepció, ja que, encara que no és el cas, degut al principi de reciprocitat les antenes poden actuar també, o alhora, en recepció). El processador actua directament sobre els atenuadors i desfasadors que es presentaven anteriorment, així que el "principi d'activitat" és el mateix, l'únic que canvia és aquesta capacitat d'adaptabilitat a l'entorn que dota a l'antena amb una certa intel·ligència.

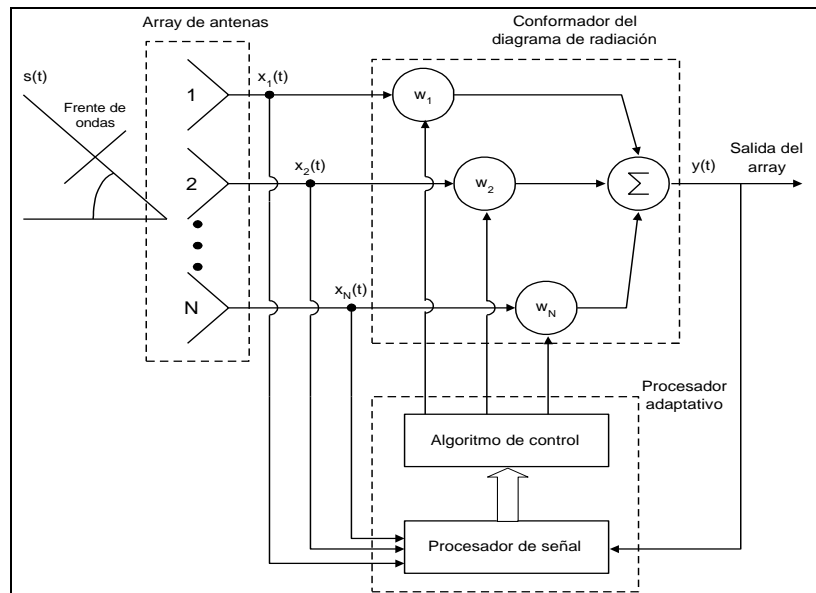


Figura 2.11: Model d'antena activa adaptativa

Aquest últim concepte ens ajuda a classificar la PAA de GAIA perquè estrictament l'antena no té un llaç tancat de comunicació entre aquesta i el processador. En la transmissió de dades es disposarà d'una sèrie de taules d'equivalències entre posició de la sonda i angle d'emissió, de manera que es carregaran els pesos adients a cada element de l'array segons el punt on estigui situat l'aparell.

Existeix també la possibilitat de corregir el funcionament dels aparells en funció de mesures indirectes i la informació dels sensors a bord, cosa que dota d'una certa "intel·ligència" a l'antena, però, com s'ha pogut veure en el punt anterior, no coincideix exactament amb la definició d'adaptabilitat.

Queda palesa doncs, la importància dels dispositius encarregats de desfasar els senyals que s'envien als elements de la PAA de GAIA. Com veurem aquests dispositius seran els *Phase Shifters* de l'Híbrid de Control, a través dels quals es seleccionarà la fase necessària en cadascun dels SSPA per tal de conformar el feix de radiació adient per apuntar en la direcció desitjada.

2.4.2 Topologia de l'antena activa de GAIA

Com s'acaba de justificar, l'antena encarregada de transmetre les dades de les observacions del satèl·lit cap a la Terra, la *Phased Array Antenna* de GAIA, és una agrupació d'antenes, activa, que només actua en transmissió i que no té capacitat estricta d'adaptabilitat ja que interacciona amb l'entorn de manera indirecta.

La unitat bàsica de l'antena és un conjunt de *subarrays* de 6 apertures com els que es mostren al centre de la Figura 2.12. Cada *subarray* genera un diagrama de radiació fix en elevació. La capacitat de fer-la "activa" s'aconsegueix amb la interacció controlada dels 28 *subarrays* independents que hi ha repartits al voltant del con de l'antena, formant el *beam* desitjat. Hi ha, doncs, un total de 168 (6x28) apertures bàsiques radiants com les que aparèixen a l'esquerra de la Figura 2.12.

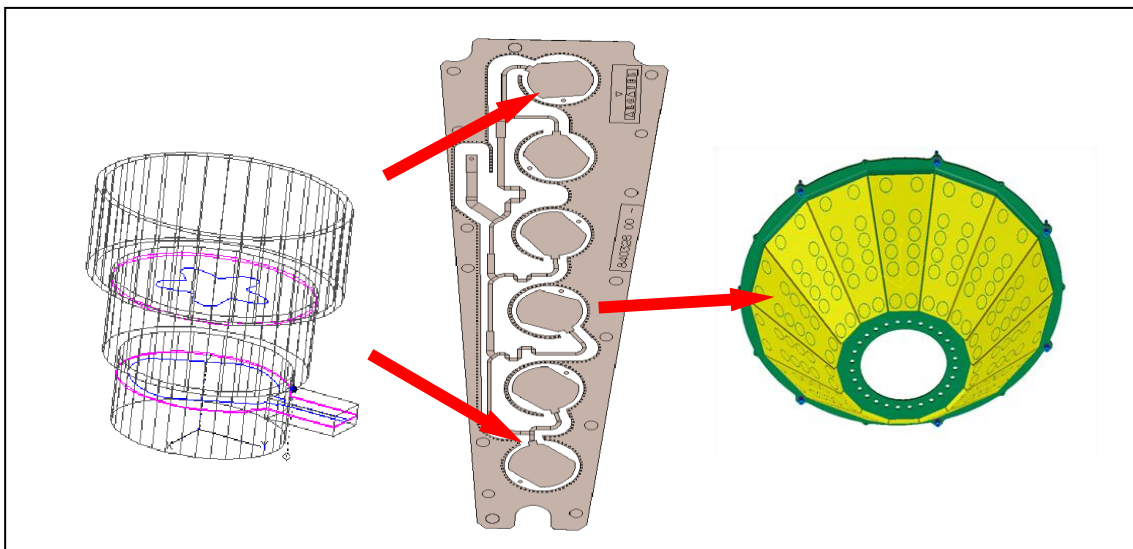


Figura 2.12: Elements de l'antena activa de GAIA

La funció de l'equip dissenyat a Mier Comunicaciones per a GAIA serà controlar i proporcionar senyal a cadascun dels subarrays actius en l'emissió. En concret cada SSPA controla i proporciona senyal a un sol subarray, per tant, a bord del satèl·lit hi haurà també 28 SSPA funcionant de manera independent.

Els SSPA, per exigències de disseny i de repartiment del pes en l'antena es reparteixen en el que s'anomena Quadrimòdul, és a dir, mòduls formats per blocs de 4 SSPA.

En total hi ha 7 Quadrimòduls, que contenen els 28 SSPA agrupats de 4 en 4, com es pot veure a la Figura 2.13.

Els quatre *subarrays* que controla cada Quadrimòdul es reparteixen de manera escalada al voltant del con de l'antena, d'aquesta manera es pot fer una mena de divisió de l'antena per sectors, de manera que es poden arribar a combinar les sortides dels SSPA (mitjançant les seves fases) per tal de radiar només pel sector del con que està encarat a la Terra en cada moment.

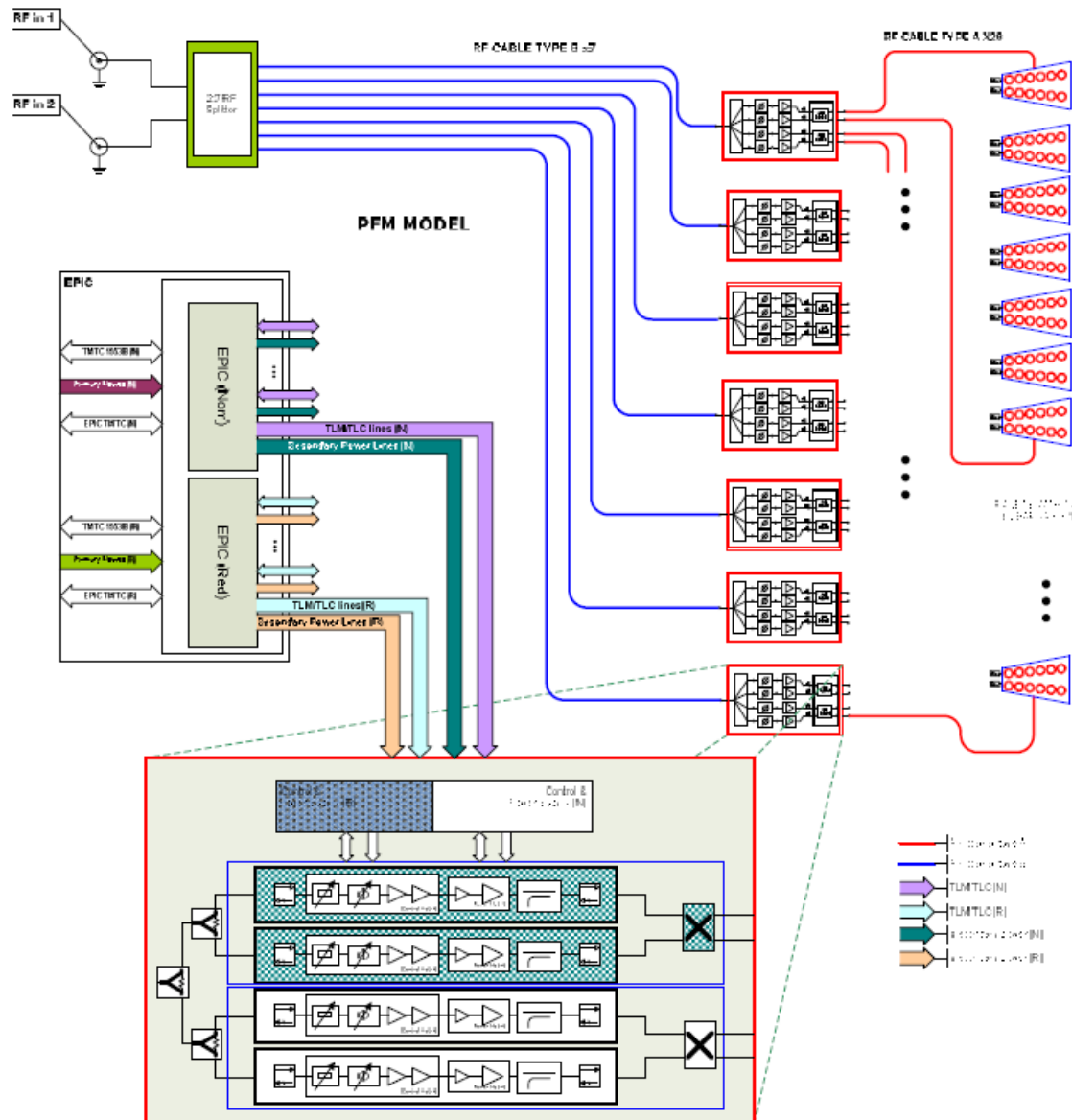


Figura 2.13: Diagrama de blocs de l'Antena Activa de GAIA.

2.5 Quadrimòduls

A la figura anterior s'ha pogut observar per primera vegada la connexió de la PAA amb els equips dissenyats a Mier Comunicaciones per a GAIA, els Quadrimòduls.

En concret, la tasca de *Mier* dins la missió GAIA, junt a EADS CASA Espacio, és el disseny i implementació dels mòduls que controlaran i alimentaran l'antena activa del satèl·lit. En els apartats anteriors s'han descrit les funcions del Quadrimòdul dins de la nau, així com la seva posició. Seguidament, es veurà la composició de cadascun d'aquests dispositius dels que n'és part l'Híbrid de Control.



Figura 2.14: Jerarquia i posició de l'equip realitzat a Mier per a GAIA.

El Quadrimòdul (Quam) consisteix, bàsicament, en quatre cadenes d'amplificació independents que generaran quatre sortides *RF* independents, amb controls de fase i amplitud individual mitjançant telemetria i un llaç tancat per al control de nivell automàtic (*Automatic Level Control, ALC*).

S'observa en la Figura 2.15 com, a partir d'una única entrada de *RF*, es divideix en quatre a través d'un divisor de Wilkinson i es distribueix entre les quatre branques del dispositiu.

El Quam inclou també l'electrònica necessària per alimentar i/o controlar els dispositius que té al seu interior, així com la infraestructura per a la telemetria.

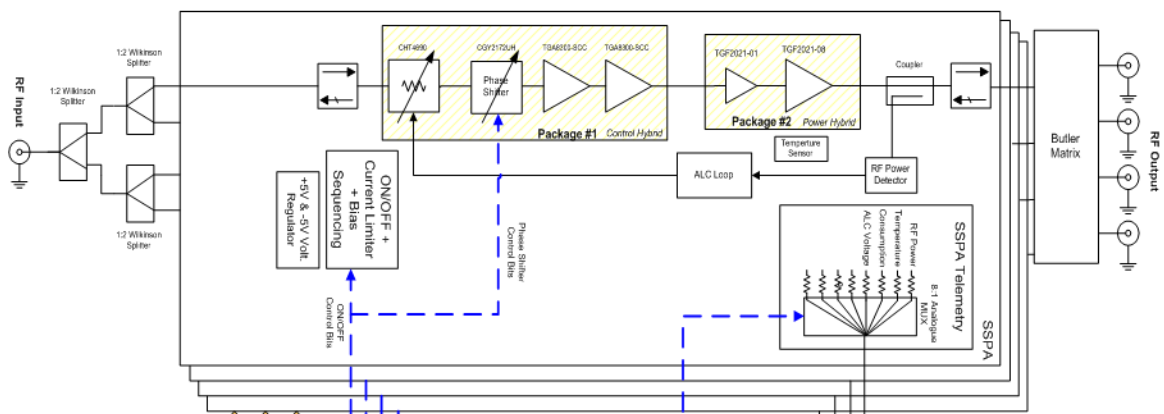


Figura 2.15: Esquema d'un quadrimòdul.

La sortida de les quatre cadenes amplificadores és introduïda a una matriu passiva que recombina els senyals incidents, en aquest punt, la diferència entre les fases d'aquests senyals farà que es combinin de manera més o menys constructiva i existeixi més o menys senyal en els corresponents *subarrays* de la PAA.

Veiem doncs, l'efecte directe sobre la radiació que té cada Quam, i més en concret, cadascun dels SSPA i la fase que presenten a la seva sortida.

2.6 SSPA

Aquesta unitat integra la part activa de *RF* de l'equip. La seva funció principal és condicionar i amplificar el senyal d'entrada fins assolir el nivell de potència necessària per alimentar els *subarrays* de l'antena i conformar el feix adient.

En l'esquema de la Figura 2.15 s'observaven les quatre seccions que corresponen a cada SSPA i les parts que el conformen, així com les línies de telemetria dedicada i control que té cadascun d'aquests dispositius dins del Quam.

En les figures 2.16 i 2.17 es presenta el diagrama de blocs de cadascuna d'aquestes seccions, els SSPA.

Per ordre, el senyal entra a través de l'aïllador a l'entrada i es sotmet als Híbrids de Control i Potència, i després de la detecció de potència de sortida i del corresponent aïllador, s'encamina cap a la xarxa de recombinació per arribar posteriorment a l'antena.

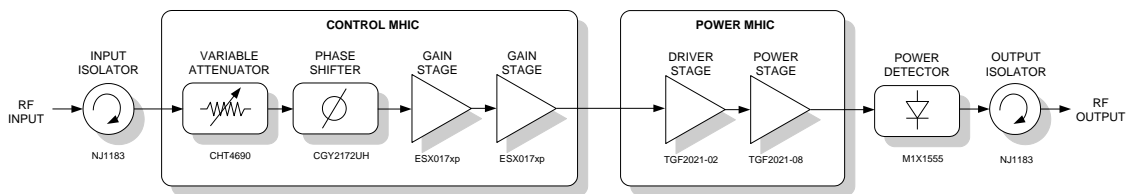


Figura 2.16: Diagrama funcional dels quatre SSPA que conformen els Qudrimòduls.

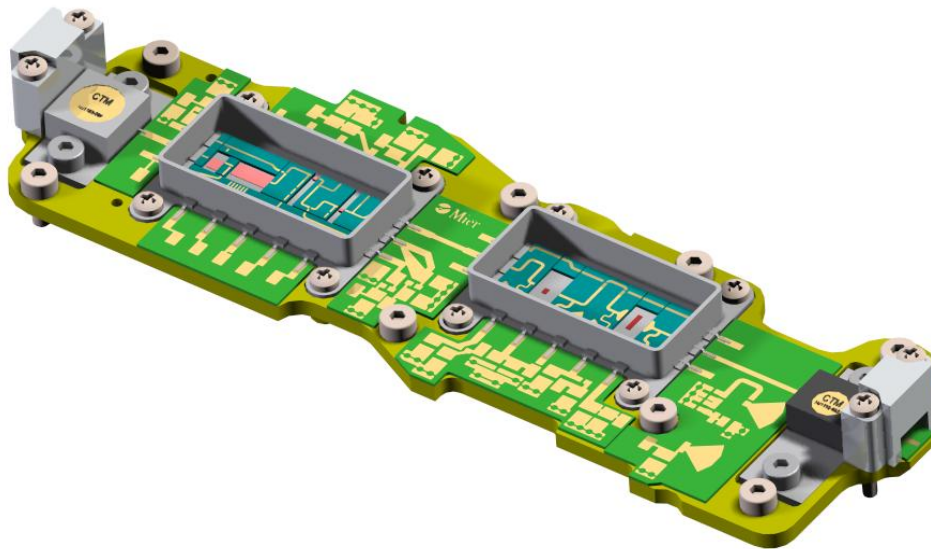


Figura 2.17: Vista d'un dels quatre SSPA de cada Quam.

Com el seu nom indica, l'Híbrid de Potència (HP, *PH*) és qui dona potència al senyal de *RF*, garanteix un nivell de senyal prou elevat per tal de que l'antena pugui funcionar correctament i per fer-ho, utilitza dos *power HEMT* de *TriQuint Semiconductors*.

Dins la versió definitiva l'Híbrid de Potència hi podem trobar un transistor de 2 watts que actua a mode de *predriver* d'un altre transistor de 8 watts. Un cop ajustats i treballant en condicions òptimes, aquests dos components són capaços d'entregar més de 35dBm en condicions nominals, arribant a nivells de PAE de gairebé el 55% i amb una eficiència de drenador propera al 64% [MIER, 08].

2.7 Híbrid de Control

Pel que fa a l'Híbrid de Control (HC, *CH*), la seva funció bàsica és controlar el nivell de potència i la fase del senyal a la sortida del Quam. Per fer-ho, disposa de tres elements:

- **Atenuador Variable:** Controla la potència del senyal entregat a l'antena. Compensa les possibles variacions de la cadena de *RF* i/o del senyal d'entrada per garantir un nivell de potència constant a la sortida del Quam. Per aquest motiu, la tensió de control que utilitza el dispositiu tanca l'ALC que comença en el detector de potència, del qual en rep una tensió proporcional a *P_{out}*, la potència que hi ha a la sortida de l'SSPA.

- **Phase Shifter o Desfasador:** Controla (digitalment) la fase del senyal entregat a l'antena. Controlat des de la unitat lògica del satèl·lit, aquest component permet seleccionar una fase determinada en el senyal de *RF*, paràmetre fonamental en la radiació de l'antena com s'ha vist en seccions anteriors.

- **Etapa Amplificadora.** Garantir unes condicions de treball estables en quant a nivell de senyal a l'entrada de l'Híbrid de Potència. S'aprofita el mateix Híbrid de Control per fer una preamplificació del senyal per tal d'exigir menys guany a l'etapa següent.

Com s'ha comentat, les funcions bàsiques d'aquest dispositiu són, mantenir una fase i una potència constants i concretes a la sortida de cada SSPA. Per mantenir la potència constant es fa servir un ALC que es connecta a l'atenuador, d'aquesta manera, les pujades de potència es compensen augmentant l'atenuació i viceversa. Pel que fa a la fase, aquesta s'aconsegueix mitjançant un desfasador controlat digitalment amb sis bits de control.

2.8 Dades tècniques

2.8.1 Especificacions

Algunes de les característiques de l'enllaç de baixada del satèl·lit de GAIA, afecten directament als quadrimòduls de l'Antena Activa, d'aquesta manera, algunes de les especificacions que haurà de satisfer el disseny ja venen definides a un nivell superior als propis Híbrids.

Taula 2.2: Especificacions generals de GAIA que apliquen a l'Híbrid de Control.

Nº	Símbol	Concepte	Valor	Unitats
1	f_w	Freqüència de treball	8.465	GHz
2	BW	<i>IN-Band frequency range</i>	[8460, 8470]	MHz
3	BW	<i>Out-Of-Band frequency range</i>	[100, 8460] [8470, 40500]	MHz
4	T	Rang de temperatures d'operació	[-15, 65]	°C
	T _{NOM}	Temperatura nominal (test)	25	°C
	T _{MIN}	Temperatura mínima (test)	-20	°C
	T _{MAX}	Temperatura màxima (test)	70	°C
5	Mod	Modulacions suportades	Data rate	-
	Mod ₁	<i>Un-modulated sinusoidal carrier (CW)</i>	N/A	N/A
	Mod ₂	PCM (NRZ-L)PSK/PM	Up to 36.7	Ksymbols/s
	Mod ₃	PCM (SP-L)/PM	[0.5 a 1.15]	Msymbols/s
	Mod ₄	GMSK	[5 a 10]	Msymbols/s

2.8.2 Requeriments

Hi ha també una sèrie de requeriments propis de l'Híbrid de Control i que guiaran el disseny, poden ser considerades com els objectius i resumeixen les característiques que haurà de tenir el dispositiu .

Taula 2.3: Requeriments generals per a l'Híbrid de Control

Nº	Símbol	Concepte	Valor	Unitats
1	S_{11}	Adaptació a l'entrada	>15.0	dB
2	S_{22}	Adaptació a la sortida	>15.0	dB
3	G_{MIN}	Guany en atenuació màxima	< -11	dB
	G_{MAX}	Guany en atenuació mínima	> 5	dB
4	G_{RANGE}	Rang de guany	> 16	dB
5	P_{SAT}	Potència de saturació (màxima P_{out} garantida)	20.0	dBm
6	P_{1dB}	Punt de compressió d'1dB (sortida)	>17.0	dBm
7	Φ_{RANGE}	Cobertura en fase	360	°
8	Φ_{LSB}	Mínim salt de fase (<i>phase step</i>)	10	°
9	E_{RMS}	Error RMS	3	°
10	I_{CH}	Consum màxim	50.0	mA
11	Δ°	Variació en fase vs temperatura	1	°/°C
12	$\Delta\#$	Variació de fase d'híbrid a híbrid	± 20	°

3 Fonaments Teòrics

En aquest capítol es proporciona un breu repàs de la teoria bàsica necessària que intervé en el disseny d'un SSPA com el de GAIA.

3.1 Introducció

En el disseny d'un amplificador¹ és bàsic tenir en compte els requeriments del mateix, és a dir, aquelles característiques fonamentals en funció de l'aplicació que aquest tindrà. Depenent de la posició en la cadena on es trobi, de si aquesta és destinada a recepció o transmissió, de la potència amb què es treballi, etc... el disseny d'aquest amplificador pot ser abordat des de diferents punts de vista. El tipus de disseny serà escollit, per tant, tenint en compte aquelles figures de mèrit més importants el l'aplicació de la que forma part.

Sota aquests conceptes, el disseny dels Amplificadors es pot classificar en dos grans grups.

- Dissenyys lineals o en Petit Senyal.
 - Disseny per a màxim guany
 - Disseny per a mínim soroll
- Dissenyys NO lineals o en Gran Senyal.

L'anomenada "Etapa Amplificadora" de l'Híbrid de Control està formada per dos transistors d'Eudyna. el seu disseny és conseqüent amb la funció de l'Híbrid, que treballa en petit senyal. No obstant, al formar part d'un SSPA, es tindran en compte les figures de mèrit d'una aplicació que treballa a més alta potència, les quals es presenten a continuació.

3.2 Disseny d'amplificadors de microones en petit senyal (aproximació lineal)

La unitat bàsica per excel·lència d'un amplificador és el transistor. El transistor té un comportament diferent segons factors com la freqüència de treball, el marge de potències en que opera o el punt de polarització entre d'altres.

Es tracta doncs d'un dispositiu amb regions de treball diferenciades. Quan la potència d'entrada és gran, estarem en una regió no lineal que pot provocar distorsió al senyal que es vol amplificar. No obstant, si la potència d'entrada és prou petita, es pot considerar que l'amplificador treballarà en una zona lineal, i s'utilitzarà un model que només consideri la potència de l'armònic fonamental ja que la resta serà menyspreable.

¹ [POZAR, 1998] ,[G.Gonzalez,1997], [G.D. Vendelin, 1990]

3.2.1 Repàs bàsic dels paràmetres [S]

Els paràmetres [S] modelen la relació entre la potència transmesa i reflectida d'un conjunt d'ones incidents en un dispositiu a través dels seus ports. Un breu recordatori de la teoria d'aquests paràmetres, dels coeficients de reflexió, les impedàncies i la relació entre ells, ajudarà a iniciar l'anàlisi en petit senyal d'un amplificador de potència. Per un dispositiu com el que es mostra a la Figura 3.1, si prenem a_n i b_n com les ones incident i reflectida respectivament al port "n", la relació existent entre aquestes queda caracteritzada pels paràmetres [S] del dispositiu a través del següent producte de matrius:

$$B=[S] \cdot [A], \text{ on } B=[b_1 \ b_2 \dots b_n] \text{ i } A=[a_1 \ a_2 \dots a_n] \quad (3.1)$$

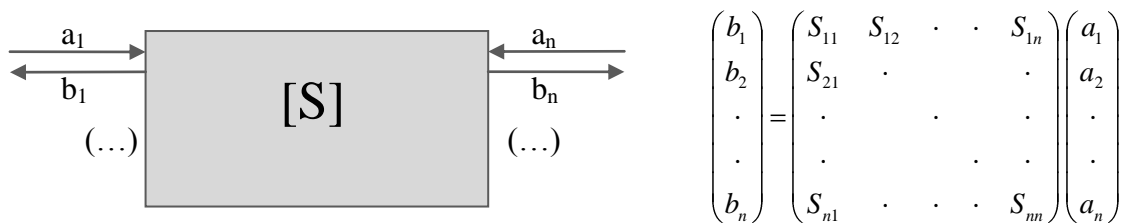


Figura 3.1: Dispositiu de "n" portes

Per simplificar el desenvolupament que es pot extreure de la teoria de paràmetres [S] s'analiza el cas concret del biport, tal com mostra la Figura 3.2.

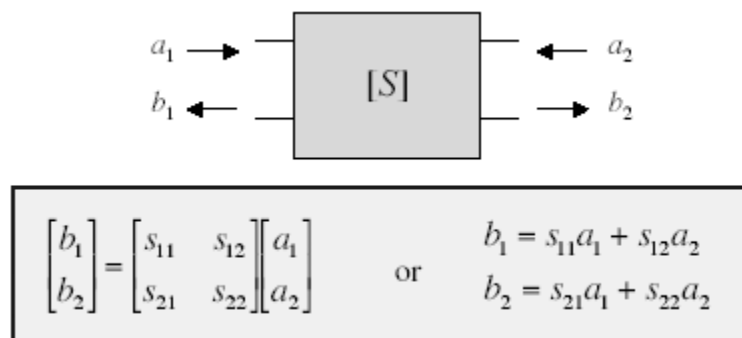


Figura 3.2: Caracterització d'un Biport en paràmetres [S]

El biport queda completament caracteritzat per S_{11} , S_{12} , S_{21} i S_{22} , els seus paràmetres [S]. La utilitat d'aquests paràmetres queda al descobert al fer la següent suposició (anàloga al que succeirà en els biports amb que treballarem en aquest document) (3.2):

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \text{ quan } a_2 = 0 & S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \text{ quan } a_1 = 0 \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \text{ quan } a_2 = 0 & S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \text{ quan } a_1 = 0 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Observem que quan a la sortida del biport no es produeix reflexió en la càrrega (estem carregant amb una impedància Z_0 , i per tant hi ha adaptació) el paràmetre S_{11} equival al coeficient de reflexió a la porta 1. En les mateixes condicions, el paràmetre S_{21} equivaldrà al coeficient de transmissió del port 1 al 2.

Així mateix, S_{12} serà el coeficient de transmissió del port 2 a 1 quan el port 1 està adaptat, i finalment el paràmetre S_{22} serà el coeficient de reflexió a la porta 2.

Podem intuir ja que en el disseny d'amplificadors és interessant obtenir paràmetres S_{11} propers a 0, indicador de que la potència incident, enlloc de reflectir-se altra vegada cap al port d'entrada, es transmet cap al de sortida, juntament s'intentarà que la major part de la seva energia es transmeti a la sortida (S_{21} elevat i positiu).

Aquesta extrapolació és extensible a un dispositiu de N portes, adaptant els ports restants: El paràmetre S_{ii} expressa el coeficient de reflexió a l'accés i-èssim. És a dir, indica la part de la potència incident que es reflexa a l'accés incident i per tant no es transmet als accessos de sortida. Per altra banda, el paràmetre S_{ji} expressa el coeficient de transmissió de l'accés i-èssim fins a l'accés j-èssim. És a dir, indica la part de potència incident a l'accés i-èssim que es transmet a través del dispositiu i surt per l'accés j-èssim.

No s'ha d'oblidar que aquests paràmetres tenen relació amb valors de tensió i corrent als ports del dispositiu, varien amb la freqüència i permeten caracteritzar qualsevol dispositiu lineal, actiu o passiu.

3.2.2 Anàlisi de biports

Abans d'abordar directament el disseny en petit senyal per a un dispositiu amplificador serà de gran utilitat tractar els següents punts bàsics referents a l'anàlisi de biports:

3.2.2.1 Coeficient de reflexió a l'entrada i a la sortida d'un biport

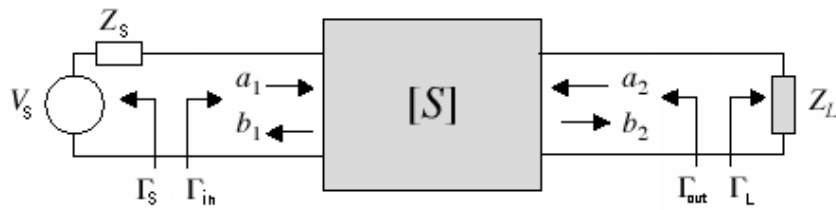


Figura 3.3: Coeficients de reflexió a l'entrada i sortida del biport Γ_{in} , Γ_{out} .

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad (3.3)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

De les expressions mostrades a la Figura 3.2 i del coeficient de reflexió de les impedàncies Z_s (font) i Z_L (càrrega) que ve determinat per l'expressió (3.3) (on Z_0 és la impedància de referència dels paràmetres [S] del biport), es pot extreure el que serà el coeficient de reflexió d'entrada i a la sortida del biport caracteritzat pels seus paràmetres [S], així com el coeficient de reflexió de la font i la càrrega, com es mostra a l'equació (3.4).

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.4)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}$$

3.2.2.2 Guany del biport

Pel circuit genèric mostrat a la Figura 3.3 es poden definir diversos tipus de guany. Un dels més importants pel disseny d'un amplificador de potència serà el guany de transferència de potència:

$$G_T \equiv \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in} \cdot \Gamma_S|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \cdot \Gamma_L|^2} \quad (3.5)$$

on P_L és la potència entregada a la càrrega i la potència disponible pel generador o P_{avs} és la potència màxima entregada pel generador si estigués veient una càrrega conjugada a la seva pròpia.

Un cop s'han abordat les qüestions presentades per un biport convencional podem passar a fer l'estudi del que serà el disseny de l'amplificador en petit senyal, que no deixa de ser un dispositiu amb 2 ports d'accés *RF* que quedarà caracteritzat pels seus coeficients de transmissió i reflexió.

3.2.3 Disseny d'un amplificador en petit senyal

La Figura 3.4 mostra el que seria la configuració bàsica d'un amplificador de microones format per un transistor amplificador i les xarxes d'adaptació entre la font i la càrrega final que condicionaran el funcionament del dispositiu.

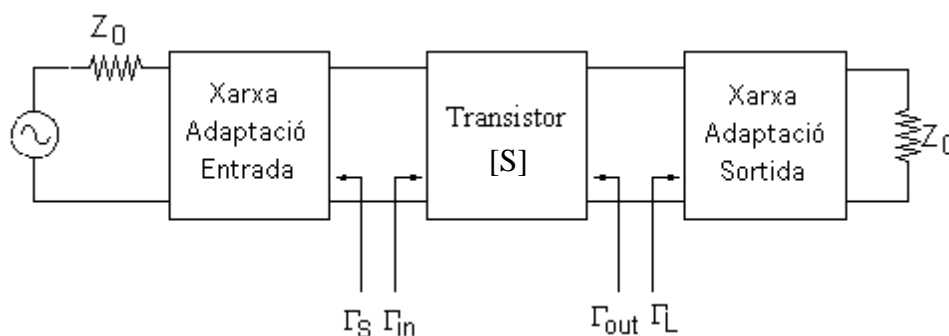


Figura 3.4: Configuració bàsica d'un amplificador .

La matriu de paràmetres [S] d'un transistor de microones es pot obtenir dels models de circuit equivalent basats en dispositius físics o es poden mesurar directament utilitzant un analitzador de xarxes (*Vector Network Analyzer, VNA*). En un cas típic, com aquest, s'inicia la fase de disseny amb arxius de paràmetres [S] que proporciona el fabricant del transistor de manera que els possibles clients l'avaluïn abans d'experimentar-hi, un cop el client opta per aquell dispositiu, durant la fase de caracterització d'aquest, els paràmetres [S] s'extreuen directament de l'analitzador de xarxes.

La magnitud i la fase de cada un dels paràmetres [S] variarà amb la freqüència i per tant, serà important tenir la seva caracterització en tot el rang freqüencial d'operació o de definició d'especificacions.

En funció de la impedància que veu el transistor a la seva entrada i/o sortida es pot enfocar el disseny a tenir màxim guany, mínim soroll, màxima potència a la sortida, etc.

En aquest document es presenta un disseny de dos transistors dissenyats en una configuració per obtenir el màxim guany possible. Si bé és cert que tots dos treballaran en tot moment en zona lineal (en petit senyal) el fet de treballar amb un nivell de potència creixent (sobretot l'últim dels transistors) farà que haguem de caracteritzar-los i conèixer-ne també les figures de mèrit referents al treball en gran senyal.

3.2.4 Disseny d'un amplificador per a màxim guany

Partint de l'equació (3.5) utilitzada per definir el guany, es pretén maximitzar-la i obtenir uns valors de paràmetres amb que el dissenyador pugui jugar perquè el transistor proporcioni el màxim guany. Aquests paràmetres són els referents a les xarxes d'adaptació d'entrada i sortida: Γ_S i Γ_L .

Els coeficients de reflexió de les impedàncies de font i càrrega no són intrínsecs al dispositiu i per tant aporten graus de llibertat al disseny. Caldrà doncs, resoldre l'equació següent:

$$\frac{\partial G_T}{\partial \Gamma_L, \Gamma_S} = 0 \quad (3.6)$$

Resolent l'equació (3.6) es troba que els valors òptims són

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* \quad i \quad \Gamma_L = \Gamma_{out}^* \quad (3.7)$$

Si els paràmetres $[S]$ que caracteritzen el dispositiu amplificador denoten una S_{21} suficientment gran i una S_{12} prou petita, es pot considerar que el transistor és unilateral (només amplifica senyal en un sentit, o només hi ha circulació de potència de l'entrada a la sortida).

Prenent les equacions (3.4) i (3.7), i considerant la unilateralitat, s'obté que les xarxes d'adaptació d'entrada i sortida hauran de complir: $\Gamma_S = S_{11}^*$ i $\Gamma_L = S_{22}^*$. D'aquesta manera obtindrem el màxim guany unilateral, definit per la següent expressió:

$$G_{TU\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (3.8)$$

Molt sovint la unilateralitat no és assumible, és a dir, el paràmetre S_{12} no és totalment negligible i per tant els coeficients de reflexió als accessos del transistor dependran de les impedàncies amb què es carreguin els altres terminals.

Mentre que en amplificadors de baix soroll cal un acurat disseny de la xarxa d'adaptació d'entrada per assolir les prestacions desitjades, en els amplificadors de potència es focalitza gran part de l'esforç en el disseny de la xarxa d'adaptació de sortida. No obstant, poden aparèixer problemes associats a la baixa impedància que presenten els dispositius bipolars que requereixen un tractament especial de la xarxa d'adaptació d'entrada si es desitja que l'amplificador operi en banda ampla. Un factor clau en el disseny d'amplificadors multi etapa és la possibilitat d'encadenar en cascada etapes individualment dissenyades sense haver de tornar a sintonitzar-les considerant les característiques de les etapes anteriors o posteriors.

Si ens fixem en l'equació del guany en un amplificador (3.8) veurem que hi ha una última consideració que s'ha d'abordar, notem que si el mòdul dels paràmetres S_{11} o S_{22} és igual a la unitat, matemàticament el guany seria infinit. En realitat el que passaria és que el dispositiu oscil·laria de manera indesitjada, així que un factor a tenir en compte en el disseny dels amplificadors serà l'estabilitat.

3.2.5 Estabilitat d'un quadripol

Es diu que un transistor és inestable quan deixa de comportar-se exclusivament com un amplificador i oscil·la. Com hem vist, en una xarxa biport les oscil·lacions són possibles si el mòdul del coeficient de reflexió a l'entrada o bé a la sortida del dispositiu és igual a la unitat o més gran (fet que equivaldria a presentar una impedància amb part real negativa).

El cas en què el mòdul dels coeficients de reflexió siguin iguals a la unitat, es consideren crítics en l'anàlisi d'estabilitat ja que reflecteixen tota la potència incident i si el producte $S_{12} \cdot S_{21}$ és superior a 1 les múltiples reflexions produïdes als extrems del biport poden generar l'aparició de senyals d'alta potència no desitjades a una freqüència indeterminada. Es pot observar doncs, que pel cas d'un amplificador idealment unilateral, degut a que $S_{12}=0$, es pot dir que sempre serà estable.

També es pot deduir que les realimentacions entre l'entrada i la sortida poden ajudar a l'aparició d'inestabilitats i que per tant és important dissenyar una xarxa adient de polarització que proporcioni les tensions i corrents en continua necessaris als dispositius actius sense introduir cap tipus d'oscil·lació ni ressonància.

Pel que fa l'estabilitat es poden dividir els transistors en dos tipus:

- Transistors incondicionalment estables: És impossible que el transistor oscil·li ja que per qualsevol valor de Γ_s o Γ_L de mòdul inferior a la unitat, tenim que $|\Gamma_{in}|, |\Gamma_{out}| < 1$.

- Transistors condicionalment estables: En aquest cas, existeixen valors de Γ_s o Γ_L de mòdul inferior a la unitat amb què $|\Gamma_{in}|, |\Gamma_{out}| \geq 1$ i per tant el transistor podria oscil·lar.

Les condicions que marquen l'estabilitat per a un amplificador són:

$$\begin{aligned} |\Gamma_{in}| &= \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \\ |\Gamma_{out}| &= \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| < 1 \end{aligned} \quad (3.9)$$

Les equacions (3.9) defineixen els coneguts cercles d'estabilitat que delimiten $|\Gamma_{in}|, |\Gamma_{out}| = 1$ per l'entrada o la sortida respectivament a la Carta de Smith. El radi i el centre dels cercles d'estabilitat per l'entrada i la sortida es poden derivar dels paràmetres [S]. Aquests defineixen per a quines impedàncies a l'entrada i a la sortida i a quines freqüències es podria fer l'amplificador inestable. La Figura 3.5 mostra un exemple dels cercles d'estabilitat:

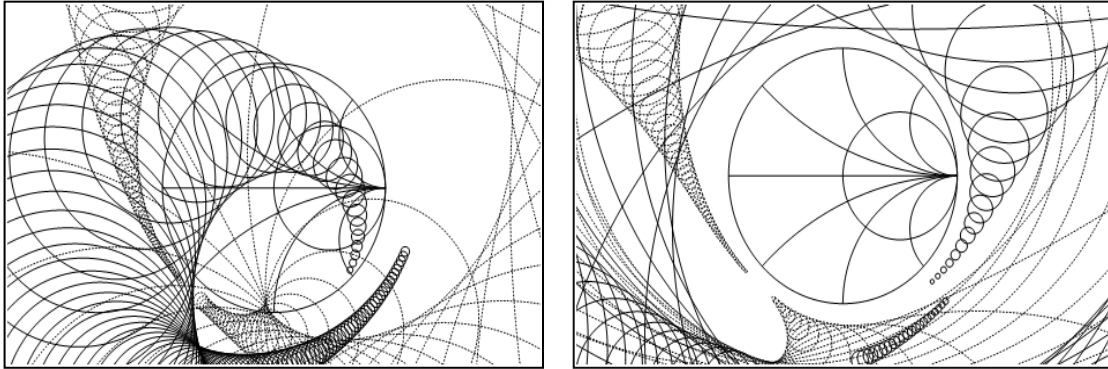


Figura 3.5: Cercles d'estabilitat. Esquerra, cas NO incondicionalment estable. Dreta, cas incondicionalment estable.

Cada cercle es correspon a una freqüència determinada i per a cadascun d'ells se n'ha de determinar quina és la zona estable i quina la inestable. A continuació s'explica el raonament a partir del qual es pot dir, per exemple, que en la Figura 3.5 en la part esquerra podríem observar inestabilitats o pel contrari, a la dreta, s'asseguraria una estabilitat per a totes les freqüències.

El procés que es segueix és el següent (per al cas d'entrada):

1) Cal buscar els valors de Γ_L que poden provocar que $|\Gamma_{in}|=1$ (és l'anomenada frontera d'estabilitat). Existiran infinites solucions sobre un cercle que tallarà la Carta de Smith.

2) Es mira si per $\Gamma_L = 0$ (càrrega adaptada, el coeficient es troba al centre de la Carta de Smith), és estable o no. Per a $|S_{11}| < 1$ en aquest cas sabem que el centre és estable.

3) Es pot deduir que la regió estable serà la compresa entre el centre de la Carta de Smith i la frontera d'estabilitat. Així doncs per a una freqüència determinada tindrem els casos que es mostren a la Figura 3.6.

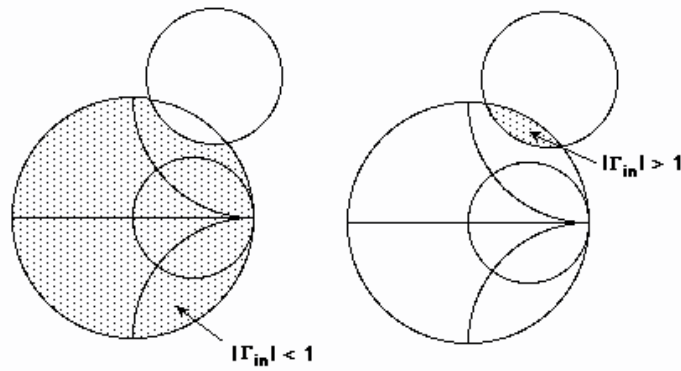


Figura 3.6: Cercles d'estabilitat. Esquerra, zona estable. Dreta, zona inestable

Per tant una conclusió important que se'n extreu és que un transistor és incondicionalment estable si els cercles d'estabilitat no tallen la Carta de Smith per a cap freqüència, tal com hem vist a la part dreta de la Figura 3.5.

L'anàlisi d'estabilitat més comú en amplificadors (el que s'utilitza al llarg d'aquest document), és el numèric. Per determinar-ne la seva condicionalitat cal estudiar els paràmetres K , i β (equació auxiliar) en el rang freqüencial d'interès:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{21} \cdot S_{12}|} > 1 \quad \text{on} \quad |\Delta| = |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}| \quad (3.10)$$

$$\beta = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}|^2 \quad (3.11)$$

La condició necessària i suficient que assegura l'estabilitat incondicional d'un quadripol és $K > 1$ i $\beta > 0$.

D'altra banda també es pot trobar definit un sol paràmetre que capitula les dues anteriors equacions i que per sí mateix ja determina de manera necessària i suficient l'estabilitat incondicional. Aquest és el paràmetre μ ([M.L. Edwards, 1992]):

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21} S_{12}|} \quad (3.12)$$

3.2.6 Xarxes d'adaptació d'impedàncies

Quan una càrrega es connecta a una línia de transmissió, es poden produir grans reflexions si la impedància de la càrrega dista molt de la impedància característica de la línia. Per reduir la reflexió, interessa tenir una xarxa d'adaptació d'impedàncies de baixes pèrdues entre la càrrega i la línia com es veu a la Figura 3.7.

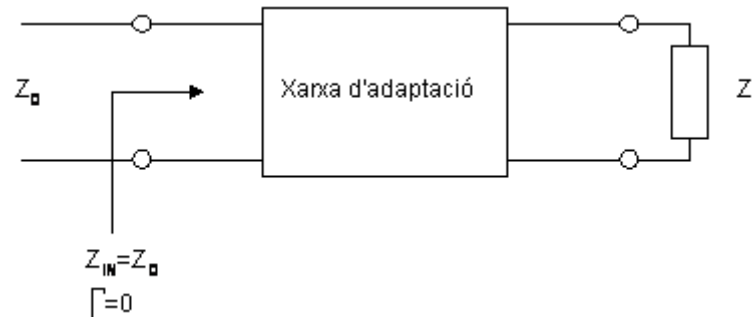


Figura 3.7: Xarxa d'adaptació d'impedàncies ideal.

La xarxa d'adaptació transformarà la impedància de la càrrega i la convertirà en una impedància d'entrada adaptada a la impedància característica de la línia. En aquest cas tindríem una adaptació d'impedància per a un sol port.

Per tant entenem com càrrega "adaptada" aquella impedància de càrrega que és igual a la impedància característica i es simula per tant una línia de transmissió infinitament llarga que no produirà reflexions que puguin contaminar la mesura o caracterització dels paràmetres [S].

Per a un dispositiu de dos ports com un amplificador, caldrà realitzar una adaptació tant a l'entrada com a la sortida del dispositiu com s'ha pogut observar a la Figura 3.4.

En l'apartat 3.2.4 d'aquest capítol s'ha vist com en el disseny d'un amplificador per màxim guany, cal adaptar Z_0 amb la càrrega de la font Z_S en el port d'entrada de la xarxa, i Z_0 amb la càrrega Z_L en el port de sortida. Les impedàncies Z_S i Z_L s'obtenen dels coeficients de reflexió Γ_S i Γ_L que es dissenyen perquè coincideixin amb els paràmetres S_{11}^* i S_{22}^* respectivament perquè hi hagi la màxima transferència de potència, com s'ha vist en els apartats anteriors.

A part d'aconseguir una màxima transferència de potència, la necessitat de les xarxes d'adaptació es pot fer extensible a altres funcionalitats com la millora de la relació de senyal a soroll, en LNA (*Low Noise Amplifier*) o antenes, ajustar les prestacions de l'amplificador controlant la impedància de la font o la càrrega, o per

reduir els errors d'amplitud i fase (aspecte molt important en sistemes que alimentin *phased arrays*, com és el cas).

En funció d'aquests objectius, el disseny de la xarxa d'adaptació es pot enfocar de manera diferent. A continuació es mostren algunes solucions que es poden implementar en la seva realització:

- 1- Adaptació mitjançant elements distribuïts (stubs o línies).
- 2- Adaptació mitjançant elements discrets reactius.
- 3- Adaptació mitjançant combinacions de les anteriors.

Per adaptar amplex de banda relativament grans s'utilitzen habitualment línies de transformació d'impedància de secció múltiple i línies de transmissió "*tapered*". També es poden implementar xarxes d'adaptació basades en topologies de Butterworth o Tchebyscheff que en funció de l'ordre escollit poden donar un major ample de banda d'adaptació.

Entre les solucions mostrades, emprar elements distribuïts, és a dir, línies de transmissió per realitzar l'adaptació, és força habitual. Les xarxes d'adaptació que utilitzen elements distribuïts o línies de transmissió poden seguir els mateixos patrons que les que utilitzen elements discrets on un inductor pot ésser reemplaçat per una línia de transmissió acabada en curtcircuit i un condensador per una línia de transmissió acabada en circuit obert.

En el cas que ens ocupa, dins el *package* de l'Híbrid de Control hi ha un total de tres MMIC per adaptar (sis zones d'ajust) i poc espai per fer-ho. Amb el tipus de substrat elegit, treballar a 8.5GHz suposa unes longituds d'ona de $\lambda/2$ superiors als 6.5mm.

En aquest disseny, l'alternativa més fàcil, econòmica i còmode ha estat adaptar mitjançant línies o Stubs. Al llarg d'aquest document veurem com el procés de *tuning* es basa en canviar la llargada o desplaçar la posició d'aquests stubs al llarg de la línia principal, per tal de sintetitzar les impedàncies adients a l'entrada i sortida de cadascun dels dispositius que s'ha hagut d'ajustar.

3.3 Disseny no lineal d'amplificadors de microones (gran senyal)

Amb l'objectiu d'entendre, acotar i poder caracteritzar les especificacions d'un amplificador, a continuació es realitza la descripció acurada dels seus factors de mèrit, efectes no lineals i finalment es parla d'un paràmetre físic important en aplicacions d'espai com els SSPA: la temperatura d'unió. Partint d'aquestes premisses, es tractaran les classes d'amplificació d'interès per a aquest disseny que caracteritzen el funcionament dels transistors.

Si bé el disseny de l'etapa amplificadora no es correspon amb el que es veurà en aquest apartat de Gran Senyal, cal recordar que tant aquesta etapa com el propi Híbrid de Control formen part del bloc SSPA, és per això que en moltes ocasions es farà referència a les figures de mèrit pròpies de dissenys NO lineals.

3.3.1 Figures de mèrit en un amplificador de potència

En aquest apartat es detallen les principals figures de mèrit que ens permetran quantificar les prestacions de qualsevol amplificador de potència. Es pretén doncs obtenir un conjunt d'eines que permetin avaluar paràmetres bàsics com les potències, guany, linealitat o eficiència d'un amplificador d'una única etapa o de múltiples etapes amb configuració en cascada.

3.3.1.1 Potència

En un amplificador es poden distingir els següents tipus de potències:

P_{IN}: Potència del senyal d'entrada *RF* al dispositiu que serà amplificada degudament.

P_{OUT}: Potència del senyal de sortida *RF* del dispositiu .

P_{DC}: Potència de consum en contínua (*Direct Current, DC*). És la potència de contínua proporcionada per l'alimentació amb la missió d'ésser utilitzada en l'amplificació de senyal.

P_{diss}: Potència dissipada. És la potència “perduda” degut a la dissipació tèrmica dels transistors.

Segons el principi de conservació de l'energia, on l'energia entrant a l'amplificador ha de ser igual a la que surt, el balanç de potències en el dispositiu amplificador serà el següent:

$$P_{out} + P_{diss} = P_{in} + P_{DC} \quad (3.13)$$

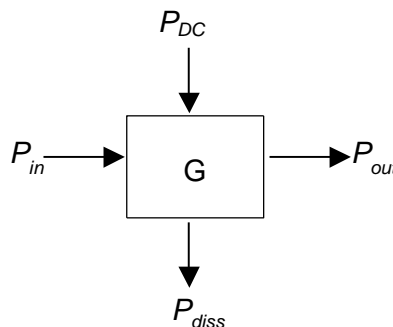


Figura 3.8: Potències d'entrada i sortida del dispositiu.

La potència de sortida està fixada per la potència de consum disponible proporcionada per l'alimentació. L'amplificador transformarà aquesta potència de contínua en potència de *RF*.

La potència de consum en DC per a un transistor, es calcula com el producte de les seves components contínues de tensió i corrent de col·lector, sent menyspreable el corrent de base enfront al de col·lector. Aquests valors venen determinats pels punts de polarització.

3.3.1.2 Guany

Pel que fa a una sola etapa d'un dispositiu amplificador, el guany o factor d'amplificació del senyal incident es pot expressar com el quocient entre la potència de sortida i la potència d'entrada:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.14)$$

En una cadena d'etapes en cascada, el guany total serà el producte dels guanys de cada una de les etapes per separat.

$$G_{tot} = \prod_{i=1}^N G_i \quad (3.15)$$

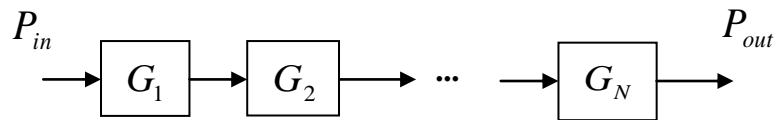


Figura 3.9: Configuració d'amplificadors en cascada.

El guany s'expressa en decibels (dB), en aquesta escala logarítmica obtenim les següents definicions anàlogues a les anteriors (on ara el guany és igual a la diferència de potències en dB):

$$G(dB) = 10\log(G) = 10\log(P_{OUT}) - 10\log(P_{IN}) = P_{OUT}(dBm) - P_{IN}(dBm) \quad (3.16)$$

$$G_{tot}(dB) = \sum_{i=1}^N G_i(dB) \quad (3.17)$$

3.3.1.3 Eficiència

L'eficiència avalua la capacitat de conversió d'energia de contínua en energia de *RF* de l'amplificador. La potència de consum no convertida en potència *RF* de sortida, es dissipa a l'amplificador en forma de pèrdues tèrmiques o energia en d'altres harmònics no desitjats. Aquest és, per tant, un paràmetre clau per un amplificador de potència.

Per avaluar l'eficiència d'un dispositiu podem utilitzar el paràmetre anomenat eficiència de drenador (o col·lector, segons el tipus de transistor) que es calcula com el següent quocient:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{DC}} \quad (3.18)$$

En aquest cas, l'eficiència de drenador no està directament relacionada amb el balanç de potències presentat a l'expressió (3.13), i pot ser una mala mesura si l'etapa en qüestió no té un guany prou gran (és a dir, P_{in} no és menyspreable davant P_{out}). Una manera més precisa d'avaluar l'eficiència considerant també els efectes de saturació i compressió en el càlcul és la PAE (*Power Added Efficiency*) o eficiència de potència afegida, definida com:

$$PAE = \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{DC}} \quad (3.19)$$

Utilitzant l'expressió (3.18), podem relacionar les dues eficiències, on si ens fixem en la fórmula mostrada a l'equació (3.20), quan el guany és molt elevat (idealment tendeix a infinit), així doncs, es pot aproximar la PAE per l'eficiència de drenador:

$$PAE = \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{DC}} = \frac{P_{OUT}}{P_{DC}} \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) = \eta \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (3.20)$$

3.3.1.4 Eficiència en una cadena d'amplificadors

Per assolir el guany necessari, normalment l'estratègia a seguir és encadenar amplificadors. Veurem més endavant com aquest ha estat un recurs molt útil per a l'Híbrid de Control, on ha estat necessària una etapa doble en amplificació.

A la Figura 3.10 es mostra com avaluar l'eficiència en una cadena d'etapes amplificadores, on cada una té les següents característiques:

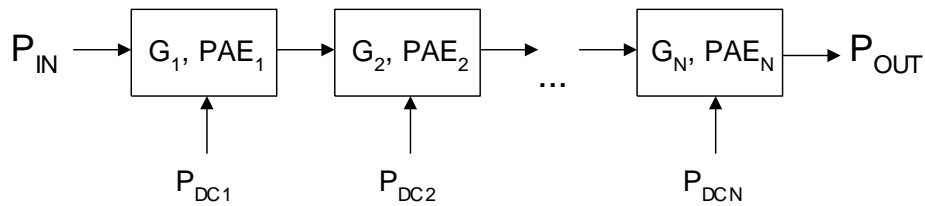


Figura 3.10: Cadena d'amplificadors considerada pel càlcul de la PAE.

G_i : És el guany associat al dispositiu i-èssim.

PAE_i : És la PAE del circuit i-èssim associada a la seva potència de sortida.

G_{tot} : És el guany total de la cadena.

La PAE total de la cadena resultant és:

$$PAE_{tot} = \frac{G_{tot} - 1}{\sum_{i=1}^N \left(\frac{G_i - 1}{PAE_i} \prod_{j=1}^{i-1} G_j \right)} \quad (3.21)$$

La informació que es pot extreure de l'expressió anterior és la següent:

- La PAE de la darrera etapa és un límit superior per la PAE de tota la cadena. Quan es realitza el disseny d'un amplificador d'alta eficiència, la PAE necessària per a la darrera etapa de l'amplificador haurà d'ésser major que la PAE especificada per a tota la cadena.

Les primeres etapes poden tenir una PAE relativament petita, fins i tot menor al 5%, si el guany associat a les mateixes és prou gran.

- Ja que la unió dels amplificadors i les terminacions del sistema normalment es realitzen mitjançant xarxes passives, pot ésser interessant avaluar la PAE associada pel cas d'un amplificador que tingui a la seva sortida un component passiu amb pèrdues com el mostrat a la Figura 3.11:

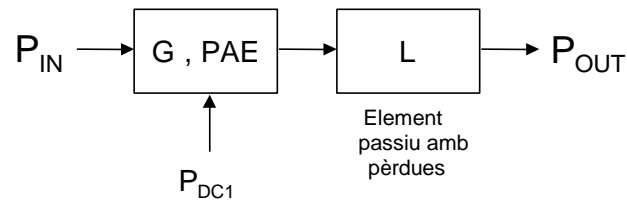


Figura 3.11: PAE en un amplificador amb pèrdues a la sortida.

Suposant que el guany és prou gran, trobem que es produeix una degradació de la PAE degut a la disminució de potència a la sortida provocada per les pèrdues. L'impacte de les pèrdues a la sortida sobre la PAE es mostra a la Figura 3.12 [D.Gomez, 2002]:

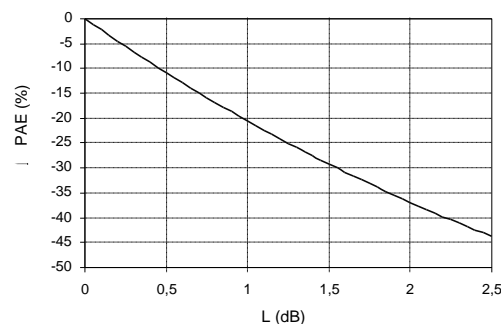


Figura 3.12: Degradació de PAE en funció de l'atenuació a la sortida.

Com mostra la gràfica, aquestes pèrdues són crítiques. Per exemple unes pèrdues de 0.5 dB (valor estàndard en les xarxes interetapa que uneixen les etapes d'amplificació encadenades) poden representar un decrement del 11% relatiu a la PAE total. Altres valors com 1 o 2 dB (que estarien presents en l'adaptació d'etapes amb impedàncies totalment dispars) provoquen pèrdues en l'eficiència del 21% i 37% respectivament. Per tant caldrà posar especial cura amb les pèrdues de la xarxa d'adaptació de sortida de la darrera etapa (que com ja s'ha comentat és la més crítica) ja que influirà directament en l'eficiència de l'amplificador.

A la pràctica, per calcular la PAE total s'aplicarà l'equació (3.19), fet que simplificarà les operacions després d'haver calculat la potència consumida total. Es pot observar que la PAE augmenta quan la potència de sortida creix sense augmentar el consum, és a dir, la potència dissipada al transistor no varia.

3.3.1.5 Linealitat

La linealitat és una figura clau en un amplificador de potència depenent de la seva aplicació final.

Pot ser avaluada mitjançant tres paràmetres bàsics: la P1dB o potència de sortida quan hi ha 1dB de compressió de guany, el C/I3 o relació entre portadora i el producte d'intermodulació de 3^{er} ordre, i finalment l'AM/PM o conversió de modulació d'amplitud en modulació de fase.

Per avaluar la linealitat es considera que la resposta en amplitud del dispositiu amplificador pot ser modelada com un polinomi de tercer ordre. A l'expressió (3.22) es mostra aquest polinomi que modela el sistema, on $x(t)$ és la tensió d'entrada i $y(t)$ la tensió de sortida. $x(t)$ es modela com un to d'amplitud A (valor de pic), i velocitat angular $\omega_0 = 2\pi f_0$, on f_0 és la freqüència del to. Pel que fa a k_1 i k_3 , són constants que dependran de les característiques del dispositiu on per norma general $k_1 \gg k_3$ si el disseny és suficientment lineal.

$$y(t) = k_1 x(t) - k_3 x^3(t) \quad (3.22)$$

$$\text{on } x(t) = A \cos(\omega_0 t)$$

Per simplificar els càlculs de potència es pot assumir que existeix adaptació d'impedàncies i per tant la potència i l'amplitud en tensió es relacionen com mostra l'expressió (3.23), on Z_0 és la impedància característica:

$$P = \frac{V^2}{2Z_0} = \frac{A^2}{2Z_0} \quad (3.23)$$

Realitzant els desenvolupaments necessaris, es dedueix que la potència de l'harmònic fonamental a la sortida del sistema amb una única portadora d'entrada serà:

$$P_1 = \frac{A^2}{2Z_0} \left(k_1 - \frac{3}{4} k_3 A^2 \right)^2 \quad (3.24)$$

Al posar dues portadores amb la mateixa amplitud ($x(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t)$) i desenvolupar el polinomi que caracteritza el comportament de l'amplificador, es pot extreure l'expressió (3.25) pel que fa a la potència de l'harmònic fonamental d'ambdues portadores a la sortida:

$$P_1 = \frac{A^2}{2Z_0} \left(k_1 - \frac{9}{4} k_3 A^2 \right)^2 \quad (3.25)$$

En aquest punt es pot ja parlar dels productes d'intermodulació que apareixen quan els dos tons de l'entrada estan a freqüències properes que faciliten l'aparició de tons a una freqüència resultant de la combinació de les dues inicials, que pot caure dins de la banda de treball i provocar per tant l'aparició d'un senyal no desitjat.

Per a dues portadores a l'entrada d'igual potència, s'obtenen quatre productes d'intermodulació significatius. Si les freqüències de les dues portadores són semblants hi ha dos d'aquests productes d'intermodulació que cauen a una freqüència molt propera a la de les portadores de l'entrada com es pot veure a la Figura 3.13. Aquests productes d'intermodulació poden tenir un gran impacte en l'amplificador si la seva potència no és menyspreable respecte la de les portadores.

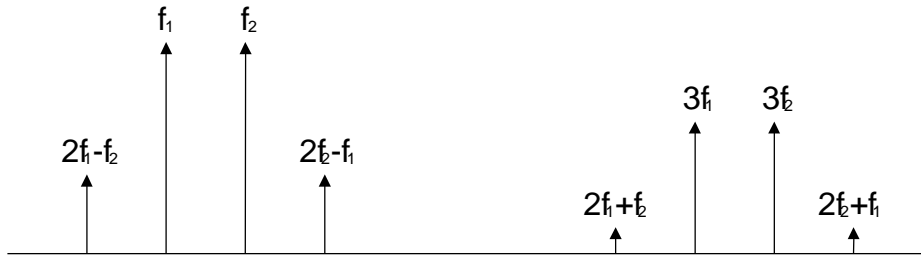


Figura 3.13: Generació d'harmònics i de productes d'intermodulació amb dues portadores d'igual potència a l'entrada.

Aquests productes d'intermodulació que seran de tercer ordre (ja que per $mf_1 \pm nf_2$, l'ordre resultant és $m+n$), tenen una potència:

$$P_3 = \frac{1}{2Z_0} \left(\frac{3}{4} k_3 A^3 \right)^2 \quad (3.26)$$

En un cas general on s'operi en mode multiportadora amb n portadores d'entrada amb la mateixa potència, es pot demostrar que la potència de l'harmònic fonamental de cada una d'elles és:

$$P_1 = \frac{A^2}{2Z_0} \left(k_1 - \frac{3}{2} \left(n - \frac{1}{2} \right) k_3 A^2 \right)^2 \quad (3.27)$$

En aquest cas hi haurà dos tipus de producte d'intermodulació que poden ser crítics. La seva potència és:

$$2f_i - f_j : P_3 = \frac{1}{2Z_0} \left(\frac{3}{4} k_3 A^3 \right)^2 \quad (3.28)$$

$$f_i + f_j - f_k : P_3 = \frac{1}{2Z_0} \left(\frac{3}{2} k_3 A^3 \right)^2 \quad (3.29)$$

D'aquestes expressions podem observar que en un model de no linealitat de tercer ordre, la potència dels productes d'intermodulació és independent del número de portadores, malgrat que el número de productes d'intermodulació creix amb el número de portadores.

3.3.1.6 Compressió de guany, P1dB i marge de *back-off*

En un amplificador real, el guany no es manté constant per qualsevol nivell de potència d'entrada. Quan augmentem la potència d'entrada per sobre d'un cert llindar trobem que la potència de sortida no augmenta proporcionalment i per tant el guany resultant disminueix. Si sobrepassem aquest llindar sobradament s'arriba a un punt on l'augment de la potència d'entrada no provocarà canvis en la potència de sortida i es pot dir que l'amplificador està treballant en saturació.

El nivell de compressió es defineix com la diferència entre el guany en petit senyal (idealment lineal) i el guany a la potència nominal de treball, que es produeix quan augmentem la potència d'entrada:

$$Comp(dB) = \Delta G(dB) = G_{PETIT_SENYAL}(dB) - G_{P_IN}(dB) \quad (3.30)$$

El punt de compressió a 1 dB es defineix com la potència incident a la que el nivell de compressió és d'1 dB. És a dir, el guany per aquesta potència és 1 dB inferior al de petit senyal. També es pot definir com el nivell de potència d'entrada pel qual la diferència entre la potència de sortida del terme ideal (cas lineal o petit senyal) i del real és 1 dB, com es pot veure a la figura inferior. [K.Chang,2000].

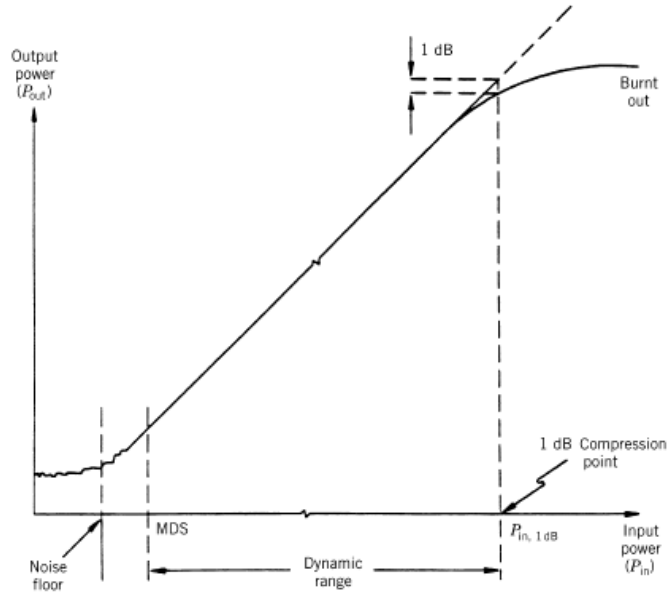


Figura 3.14: Punt de compressió a 1dB.

Es defineix el marge de *Back-Off* d'entrada com la diferència de potència que hi ha entre la potència nominal d'entrada i la que correspon al punt de compressió d'1dB. A continuació es mostren les expressions que el defineixen, tant per escala logarítmica com lineal.

$$BO_{in}(dB) = P_{1dB}(dBm) - P_{IN_NOM}(dBm) \quad (3.31)$$

$$BO_{in} = \frac{P_{in,1dB}}{P_{in,tot}}$$

El marge de *Back-Off* és un indicador del nivell de linealitat. Si el marge de *Back-Off* és prou gran, podem considerar que estem operant a prop de petit senyal i que els efectes de compressió no són significatius.

Així doncs es pot relacionar el nivell de compressió amb el marge de *Back-off*; de l'equació (3.24) podem deduir que l'amplitud necessària per obtenir 1dB de compressió de guany és:

$$A_{1dB}^2 = 0.145 \frac{k_1}{k_3} \quad (3.32)$$

Es pot demostrar que la relació entre la compressió de guany i el marge de *Back-Off* és la que mostra l'expressió:

$$C = \left(1 - \frac{0.109}{BO_{in}}\right)^{-2} \quad (3.33)$$

3.3.1.7 Compressió de guany en cadenes d'amplificadors

Per deduir l'expressió del P1dB total en una cadena d'amplificadors pot ser d'utilitat considerar el punt d'intercepció pel tercer harmònic a la sortida o IP3.

IP3 és la potència de sortida en la que s'igualen la potència de les portadores i els productes d'intermodulació de tercer ordre, sense considerar l'efecte de la compressió. Assumint que el P1dB de cada una de les etapes està 10dB aproximadament per sota de l'IP3, es pot demostrar que per una cadena d'amplificadors com la mostrada a continuació el P1dB serà el que mostra l'expressió (3.34):

$$P_{1dB,tot} = \frac{G_{tot}}{\sum_{j=1}^N \frac{\prod_{i=1}^j G_i}{P_{1dB,j}}} \quad (3.34)$$

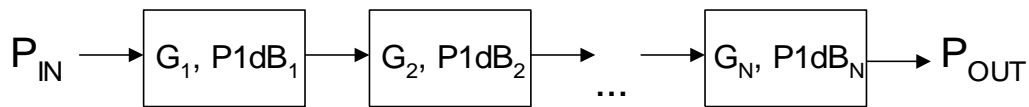


Figura 3.15: Cadena d'amplificadors considerada pel càlcul del P1dB total.

De l'equació (3.34) es poden extreure les següents conclusions:

- Només cal el guany en petit senyal i el P1dB de compressió de cada una de les etapes per estimar el P1dB total dels amplificadors en cascada.
- Quan la cadena treballa amb 1dB de compressió de guany cap etapa pot estar treballant per sobre del seu P1dB.
- Si volem que la darrera etapa de la cadena treballi a prop del P1dB per aconseguir un bon compromís amb l'eficiència del mateix, la contribució de les primeres etapes a la compressió total ha d'esser mínima.
- Si volem que les primeres etapes no contribueixin de manera sensible a la compressió total de la cadena cal que tinguin un P1dB força alt en relació a la seva potència de sortida i per tant necessiten un major *Back-Off*. Això implicarà que tindran una menor eficiència.

3.3.1.8 C/I3 en una etapa (per 2 portadores)

Aquest paràmetre defineix la diferència entre la potència útil de sortida d'una de les portadores i la potència dels productes d'intermodulació de tercer ordre ($2f_2-f_1$ o $2f_1-f_2$), que seran els més problemàtics (veure Figura 3.16:).

Si es fes un escombrat de la potència dels dos tons d'entrada tot avaluant el C/I3, es podria observar que aquest disminuiria quan augmentéssim la potència fins el punt on valdria 0 dB, que correspon a l'IP3.

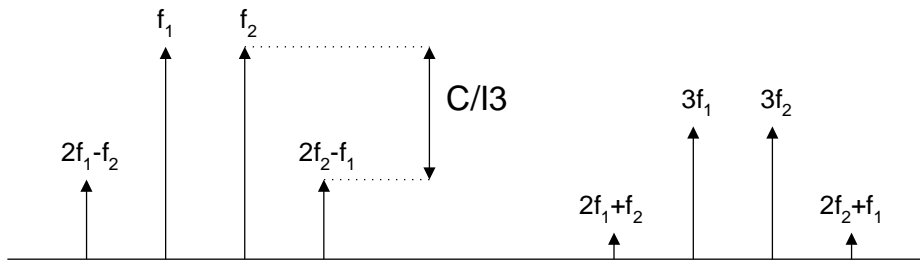


Figura 3.16: Definició del C/I3

Seguint el model no lineal presentat anteriorment de l'amplificador i amb les expressions (3.25) i (3.26), es pot calcular el C/I3 a partir de la següent expressió:

$$\frac{C}{I_3} = \frac{P_1}{P_3} = \left(\frac{k_1 - \frac{9}{4}k_3A^2}{\frac{3}{4}k_3A^2} \right)^2 \quad (3.35)$$

El C/I3 també pot ésser expressat en funció del *Back-Off* sobre el punt a 1dB de compressió de guany. A partir de l'expressió (3.32) i de $BO_i = \frac{P_{in,1dB}}{P_{in,tot}}$ obtenim:

$$\frac{C}{I_3} = \left(8.391BO_i - 3 \right)^2 \quad (3.36)$$

3.3.1.9 C/I3 en una cadena d'amplificadors

Finalment i amb l'objectiu de determinar la relació C/I3 per a una cadena d'amplificadors encadenats com la que es troba en aquest projecte, es fan les següents consideracions:

1) En una cadena d'amplificadors, els productes d'intermodulació de tercer ordre a la sortida es poden calcular com la suma dels productes d'intermodulació generats a cada etapa.

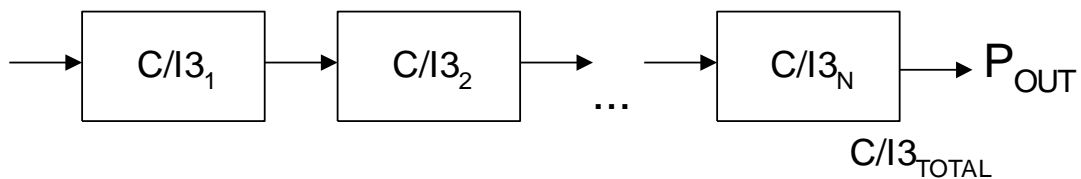


Figura 3.17: Cadena d'amplificadors considerada pel càlcul del C/I3 total.

2) S'assumeix que les contribucions de les diferents etapes es sumen en tensió i coherentment ja que és un pitjor cas, i menyspreant la re-intermodulació dels productes d'intermodulació de les etapes anteriors.

L'expressió que en resulta és la següent:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{tot} = \left[\sum_{j=1}^N \left(\frac{C}{I}\right)_j^{-1} + 2 \sum_{j=1}^{N-1} \sum_{i=j+1}^N \sqrt{\left(\frac{C}{I}\right)_j^{-1} \left(\frac{C}{I}\right)_i^{-1}} \right]^{-1} \quad (3.37)$$

Les principals conclusions que es poden extreure de l'expressió (3.37) són les següents:

- Si s'augmenta el *Back-Off* de cada una de les etapes el C/I3 augmenta.
- Quan augmenta el nombre d'etapes, el C/I3 disminueix ja que els termes creuats tenen major pes.
- L'expressió del C/I3 es pot calcular com el paral·lel del C/I3 de cada etapa, per tant sempre serà menor que qualsevol dels C/I3 de qualsevol de les etapes.

3.3.1.10 Conversió AM/PM

Un amplificador pot produir una distorsió no lineal en la fase del senyal a la seva entrada, si la variació de fase a la sortida és funció de l'envoltant del senyal d'entrada quan aquesta és una senyal modulada en amplitud.

El senyal de sortida, per tant, pot tenir un arrissat de fase sobre el valor mig. Aquest efecte és conegut com a conversió AM/PM i és una no-linealitat en fase deguda a la diferència entre el comportament en petit i gran senyal. Serà doncs, un paràmetre molt important per a l'aplicació de l'Híbrid de Control.

Aquesta diferència pot venir provocada pel gran marge de valors d'amplitud present en gran senyal que pot provocar que les capacitats paràsites del dispositiu que depenen de l'amplitud del senyal d'entrada produeixin una modulació PM indesitjada degut a les diferents variacions en la fase per cada valor instantani d'amplitud d'entrada.

La definició formal d'aquest paràmetre és la mostrada a l'expressió (3.38).

$$AM / PM = \frac{\theta_p \cdot (180/\pi)}{20 \log(1 + M)} \text{ } ^\circ / dB \quad (3.38)$$

On θ_p és la desviació pic de fase respecte el valor mig de la fase principal, causada per una portadora modulada AM amb un índex de modulació M .

No obstant, sovint resulta complex realitzar aquest càlcul. L'equació (3.39) mostra una forma alternativa més senzilla de realitzar aquest càlcul.

$$AM / PM = fase \left[V_{OUT}(0) \right] - fase \left[V_{OUT}(P_{IN}) \right] \quad (3.39)$$

Derivant aquest paràmetre es pot obtenir la variació de fase a la sortida per cada dB d'increment de la potència incident. Idealment en un amplificador perfectament lineal, la variació de fase del senyal de sortida en funció de la potència d'entrada hauria de romandre constant.

3.3.1.11 Temperatura d'unió

Aquest paràmetre determina la temperatura a la que es troba la unió semiconductora del transistor. És important considerar aquest paràmetre durant la fase de disseny de l'amplificador, ja que una temperatura excessiva a l'amplificador (que es pot donar en aplicacions d'alta potència per espai), pot reduir la vida útil d'aquest o fins i tot inutilitzar-lo. La temperatura d'unió s'expressa en graus centígrads.

L'increment de temperatura en el transistor respecte a la temperatura ambient és degut a la dissipació tèrmica de la potència de pèrdues: P_{disp} . El càlcul de la temperatura d'unió del transistor es realitza amb l'equació (3.40):

$$T_{junction} = T_0 + R_{th} (^{\circ}W) \cdot P_{disp} \quad [^{\circ}C] \quad (3.40)$$

El terme T_0 de l'equació anterior caracteritza la temperatura a la que es troba el substrat del transistor. Aquesta temperatura depèn de la temperatura ambient a l'exterior del dispositiu i de la propagació tèrmica de l'encapsulat.

La resistència tèrmica " R_{th} " modela la propagació tèrmica d'un dispositiu. És a dir, indica l'increment de temperatura que pateix el dispositiu quan s'hi dissipa 1W de potència. Un dispositiu amb gran capacitat de dissipació tèrmica presentarà una resistència tèrmica baixa. En cas que la resistència tèrmica d'un dispositiu sigui massa elevada, es pot reduir usant un dissipador tèrmic. Això farà que la majoria de potència es dissipï en el dissipador enlloc del dispositiu. Finalment, la potència dissipada es pot calcular amb l'equació (3.13). Caldrà conèixer les potències de consum, de sortida i incident.

La temperatura màxima que pot suportar un dispositiu ve determinada pel fabricant. Normalment la màxima temperatura d'unió tolerable en un dispositiu és fixada pel tipus d'aplicació on s'usarà l'amplificador. En aplicacions d'espai, objecte de disseny en apartats successius, la temperatura d'unió màxima permesa al transistor és de 110°C.

4 Disseny de l'Híbrid de Control

En aquest capítol es presenta el treball que s'ha fet sobre els components inclosos en l'Híbrid de Control. Cadascun d'aquests elements s'ha estudiat i caracteritzat individualment abans de ser inclòs a la versió definitiva.

4.1 Descripció de l'Híbrid de Control

Com es presentava en el capítol introductori, l'SSPA de GAIA presentarà dues seccions, una de Control i una de Potència. Ambdues plantejades i dissenyades amb la mateixa tecnologia MHIC (*Monolithic Hybrid Integrated Circuit*).

Aquesta nomenclatura és deguda a la tecnologia híbrida que combina MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) amb seccions de línies *Microstrip*. Per això, i per comoditat, al llarg d'aquest document es farà referència a l'"Híbrid" de Control enlloc d'utilitzar el terme tècnic "MHIC" de Control.

L'Híbrid de Control consta de tres etapes diferents, les tres basades en tecnologia MMIC i encapsilades en un *package* que inclourà les línies *Microstrip* necessàries per comunicar-los i alimentar-los.

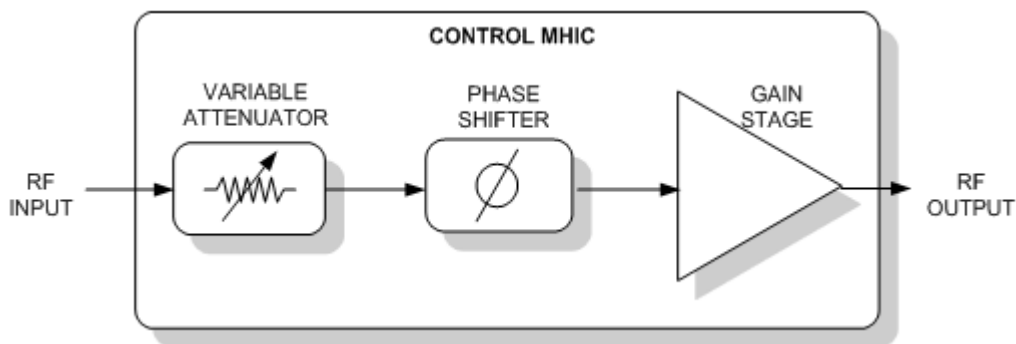


Figura 4.1: Diagrama de blocs de l'Híbrid de Control.

- **Atenuador Variable:**

- Controla la potència del senyal entregat a l'antena tancant l'ALC.
- Garanteix un nivell de potència constant a la sortida del Quam

- **Phase Shifter o Desfasador:**

- Controla la fase del senyal entregat a l'antena.

- **Etapa Amplificadora:**

- Garanteix un nivell de potència a la sortida de l'SSPA.
- Preamplifica i garanteix un nivell mínim i constant a l'entrada del PH.

Cadascuna d'aquestes tres etapes ha estat sotmesa a un procés de tria de components, test i caracterització en una *Base Text Fixture* (BTF) individual. Posteriorment s'han sotmès aquestes etapes individuals a una mesura en cadena que validés la configuració per a ser integrada en un Híbrid. L'últim pas ha estat el de muntar els components dins el *package* definitiu, ajustar-lo i mesurar-lo, validant així el disseny de l'Híbrid de Control.

L'ordre d'aquestes tres etapes dins de l'Híbrid és una de les qüestions que cal abordar abans d'entrar en el disseny. El component clau en aquesta decisió és el desfasador, en concret la bona adaptació que ha de veure el *Phase Shifter* als seus ports d'entrada i sortida. Com veurem, aquest és un dispositiu molt sensible i que pot treballar en molts estats de desfasament diferents. Si el que busquem és que es comporti de manera estable (prestacions acceptables en tots els estats) i sobretot amb repetibilitat (en total hi ha 28 SSPA caracteritzats amb precisió en fase) s'haurà de presentar uns valors d'adaptació a la sortida i entrada del *Phase Shifter* amb garanties de ser prou elevats i que no variïn fàcilment.

Partint de la dificultat que suposa trobar un ajust fix per a un component que treballarà en molts estats de desfasament, s'observa que el més lògic és buscar un component que presenti unes pèrdues per retorn molt baixes en els ports d'entrada i sortida, però sobretot que no variïn gaire d'un estat a l'altre. Alhora s'intentarà que els dispositius que s'hi connecten tinguin també valors baixos de pèrdues per retorn en aquells ports.

Veiem als *datasheets* (annexos) que ambdós ports de l'atenuador i de les etapes amplificadores estudiats, ofereixen valors prou baixos en pèrdues per retorn de potència, així que la configuració idònia situa el *Phase Shifter* entre els altres dos components.

L'ordre definitiu es regirà pel P1dB. Com hem vist, al augmentar la potència que introduïm en un component els efectes de distorsió produeixen un fenomen de compressió de guany. Òbviament, com més alta és aquesta potència, més difereix la potència de sortida del dispositiu de la que podríem anomenar "ideal" (que es podria extrapolar linealment del comportament en baixa potència). Això justifica plenament el fet de posar sempre elements que atenuïn la potència al principi i els que l'augmentin al final, de manera que es relaxin al màxim les condicions de treball de tots els components pel que fa a entrega de potència.

Sota aquests criteris, l'ordre serà: Atenuació –Desfasament – Amplificació

Un cop establert un model funcional bàsic i coneixent (extraient-ho de la taula d'especificacions) els requeriments per a cada component, podem procedir a identificar les possibles opcions en quant a dispositius existents en el mercat, triar-ne el més adient, testejar-lo, validar-lo i incloure'l finalment en el disseny.

4.2 Components

4.2.1 Atenuador Variable

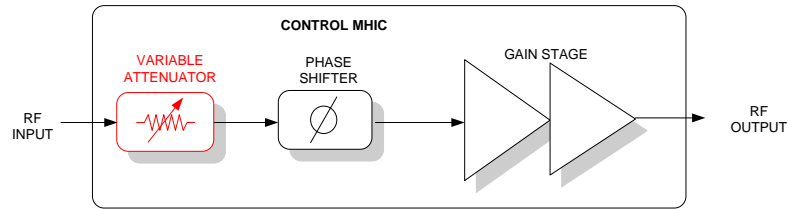


Figura 4.2: Atenuador variable.

Localment, la funció d'aquest component dins de l'Híbrid de Control serà la d'atenuar el senyal de *RF*. En el global del satèl·lit, la tasca de l'atenuador variable serà garantir el nivell adient de senyal a cadascun dels elements radiants de l'antena en tot moment, de manera que el feix d'aquesta sigui el més controlat i precís possible.

La necessitat de controlar l'atenuació rau en mantenir una potència d'emissió a l'antena (i per tant a la sortida de tots els SSPA) constant, durant els sis anys que dura la missió. És necessari, doncs, un component que adapti la potència de sortida a les variacions que puguin sorgir en el sistema.

Les causes de la fluctuació de la potència en el senyal de *RF* poden ser moltes i molt diverses; estats del *Phase Shifter* en que s'atenuï més que en d'altres, canvis en les condicions d'entorn, requeriments especials en la transmissió, envelliment dels components (*ageing*), fins i tot canvis voluntaris de la potència entregada.

Aquest dispositiu es retroalimenta amb V_{ATT} , tensió d'atenuació, que prové de l'*Automatic Level Control* del sistema. Aquest utilitza la potència que es censa en el detector a la sortida de cada SSPA per establir el nivell òptim d'atenuació en cada moment.

Per tant, l'atenuador variable es controla analògicament amb V_{ATT} que provocarà una atenuació més elevada com més es sobrepassi el valor òptim de potència a la sortida, i farà el contrari quan no sigui suficient.

4.2.1.1 MMIC

En la selecció d'aquest component no es van tenir en compte altres alternatives. El *heritage* del dispositiu va ser un factor determinant i el fet d'haver-lo utilitzat prèviament en altres projectes va facilitar aquesta tasca.

S'optà un MMIC de UMS (*United Monolithic Semiconductors*) de GaAs que treballa en la banda de 5-30GHz².

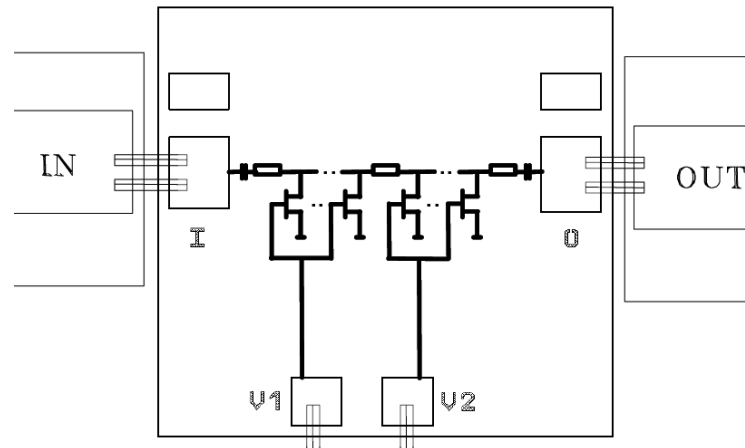


Figura 4.3: Esquema intern del MMIC d'UMS.

El MMIC en la seva configuració nominal presenta una entrada i una sortida de *RF*, que el fabricant recomana connectar a la línia principal amb un doble *bonding*, i dues tensions de control independents V_1 i V_2 amb les que es selecciona l'atenuació del dispositiu de manera analògica.

La caracterització d'aquest atenuador i la fase de test a que s'ha sotmès el component, ha permès extreure una sèrie de conclusions a nivell de BTF que es tenen en compte a l'hora de dur-lo al disseny de l'Híbrid de Control:

- La limitació en el nombre de pins del *package* provoca que a la part inferior de l'Híbrid no hi hagi prou espai per extreure'n les línies de DC que requereix el MMIC (tenint en compte que els pins de la part inferior els ocupen tant el *Phase Shifter* com les portes dels transistors de l'Etapla Amplificadora. Així que, un cop comprovat que el dispositiu és recíproc ($S_{21}=S_{12}$), i prèvia consulta amb el fabricant, es decideix utilitzar el dispositiu girat 180°.

² Per raons de confidencialitat, s'evitaran les referències concretes als MMIC al llarg d'aquest document.

- Degut al mateix motiu d'espai i de falta de pins al *package*, es decideix utilitzar les dues tensions de control que ofereix el dispositiu de manera comuna. D'aquesta manera les mesures que s'ofereixen de l'Atenuador corresponen a una sola tensió de control que provindrà del detector de potència i que es connectarà a les dues entrades del MMIC, per tant considerarem en tot moment que $V_{ATT} (=V_{control})=V_1=V_2$ (veure Figura 4.9).
- Les mesures d'aquest component i la seva corresponent caracterització han estat fetes prèvia calibració TRL. Amb aquesta calibració en l'VNA (una de les calibracions més precises que es poden realitzar en fer una mesura) la pròpia *btf* presenta unes característiques idèntiques als estàndards *Thru*, *Reflect* i *Line* (TRL), utilitzats en la calibració de l'analitzador de xarxes.

D'aquesta manera, la mateixa calibració inclou les pèrdues i efectes no desitjats intrínsecs a la pròpia base en que es testeja el MMIC, i els resultats que s'obtenen són la mesura del dispositiu en el propi *pad*. Una avantatge considerable, especialment en banda X.

És, però, una alternativa tant precisa com cara i laboriosa en l'ús, ja que suposa la realització de tres estàndards fabricats amb la mateixa tecnologia i materials que la *btf* que només poden ser utilitzats a un determinat rang freqüencial.

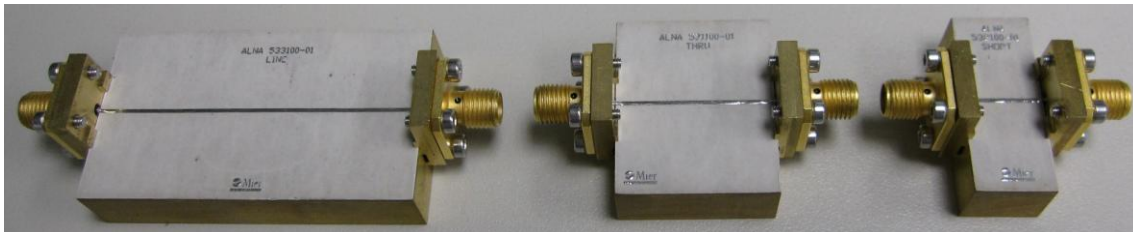


Figura 4.4: Kit TRL en banda X de GAIA.

4.2.1.2 Disseny de la BTF

El primer pas en la caracterització és la realització d'una *BTF* on es testearà el component i on se li realitzaran les proves necessàries per caracteritzar-lo abans de ser utilitzat en l'Híbrid de Control.

Dissenyades en Autocad, les bases de test que es presenten utilitzen un substrat d'Alúmina en les pistes de *RF* i Duroid en les pistes de DC, i segueixen criteris de disseny fixats pel que posteriorment serà el fabricant dels substrats definitius. Veiem en la Figura 4.5 la *btf* de l'atenuador variable, el MMIC en vermell, les pistes de DC en Duroid (taronja) corresponents a les tensions de control de l'atenuació V_1 i V_2 , en blau l'Alúmina, que correspon a la pista de *RF*. Per últim, en blau marí hi apareixen els connectors SMA i en rosa el condensadors en la configuració que proposa el fabricant (veure *datasheet*). Aquesta i totes les *btf* que apareixeran en aquest document estan muntades sobre bases de llautó construïdes a mida a *Mier Comunicaciones*.

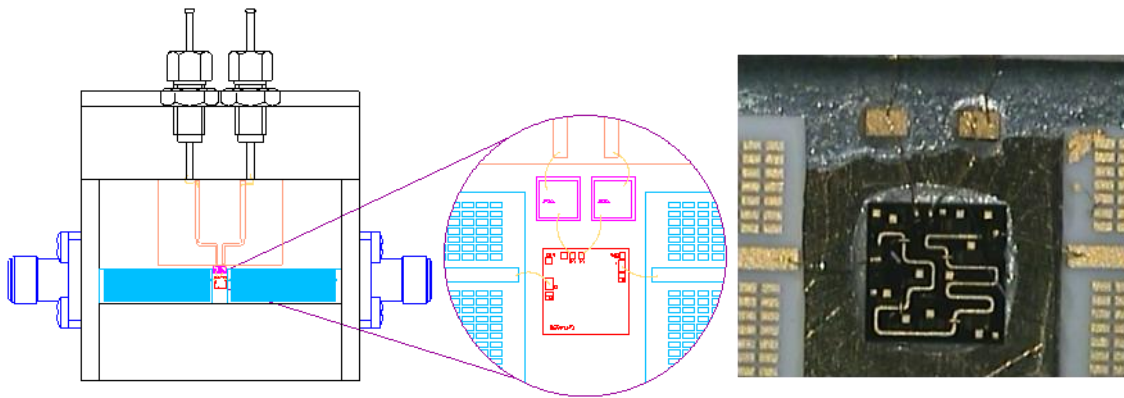


Figura 4.5: : BTF de l'Atenuador Variable, fotografia detallada del MMIC.

Un cop caracteritzat el MMIC, el següent pas és fixar-ne el rang de treball. El procediment seguit es basa en estimar el punt de treball nominal del component tenint en compte els altres elements de l'SSPA, així es pot centrar el punt mig de l'excursió de l'atenuador i considerar la corresponent atenuació com a nominal, alhora que es fixa també el màxim i mínim d'atenuació per als casos en que la potència de sortida sigui superior o inferior al nivell establert.

4.2.1.3 Ajust i Caracterització

És en aquest apartat on es poden comprovar les avantatges d'una calibració precisa com la TRL utilitzada en aquest cas. El fet d'incloure les pèrdues del cablejat de l'instrument com es fa normalment però també les relatives als connectors SMA de la *BTF*, inclús les de la pista de *RF* (de mitja polzada, per defecte), fan que el fitxer de paràmetres *S* extret del component amb l'VNA pugui ser utilitzat directament en un programa que permeti simular-ne l'adaptació necessària, en aquest cas *ADS* (*Advanced Design System*), per estimar la posició dels *stubs* que adaptaran el *DUT* (*Device Under test*) sense necessitat de *deembedding*. A una freqüència de 8.5GHz aproximadament, el fet de realitzar aquesta mesura amb una calibració TRL simplifica considerablement l'etapa de *tuning*³ ja que els *stubs* reals definitius no difereixen gaire dels estimats teòricament.

Un cop adaptat el component es procedeix a la mesura i caracterització. Observem com a mesures inicials les dels paràmetres *S* en freqüència.

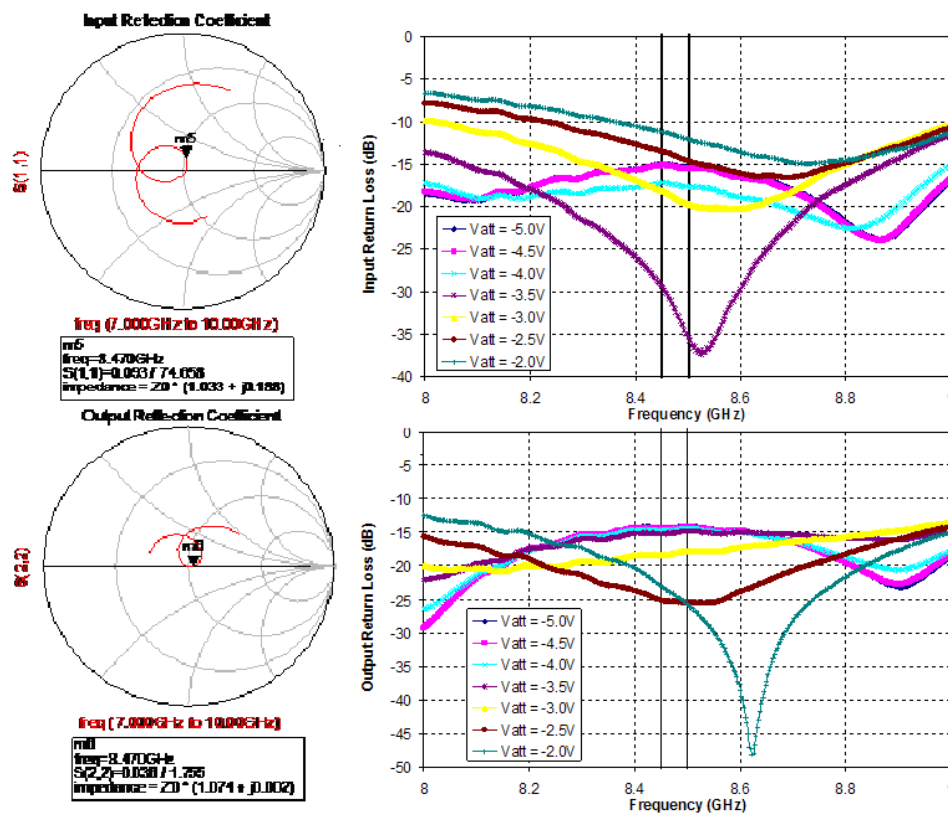


Figura 4.6: Adaptacions d'entrada i sortida de l'atenuador

³ Com a norma general, es considerarà un nivell òptim d'adaptació en el *tuning* quan les pèrdues per retorn en un port d'entrada i/o sortida d'un dispositiu siguin superiors als 15dB. Amb la potència que hi ha en qualsevol punt de la cadena de l'Híbrid de Control, això assegura que un mínim del 95% de la energia es transmet en el port en qüestió, suficient per considerar-ho una bona adaptació. Valors alts d'adaptació assegurin alhora menor *ripple* en la banda de pas

Junt amb la Figura 4.7, on es mostra l'atenuació del dispositiu en funció de la tensió analògica de control de dispositiu V_{ATT} , es pot analitzar la evolució de les adaptacions d'entrada i sortida en funció d'aquesta, Figura 4.8.

Es comprova, en primer lloc, que les adaptacions d'entrada i sortida mantenen valors prou elevats, especialment en la sortida, que serà el port més crític, i concretament en valors de V_{ATT} propers a -5V, que es correspon als punts de treball de mínima atenuació del dispositiu, on les pèrdues d'inserció haurien de ser mínimes, així com les pèrdues per retorn.

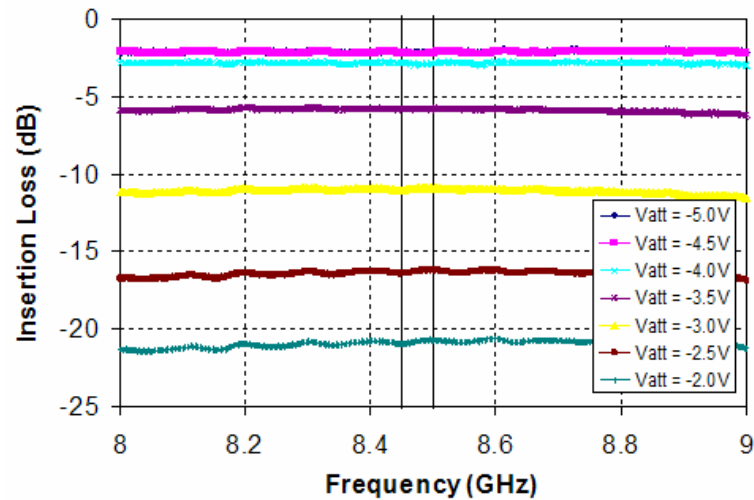


Figura 4.7: Pèrdues d'inserció / atenuació del dispositiu en funció de V_{ATT} .

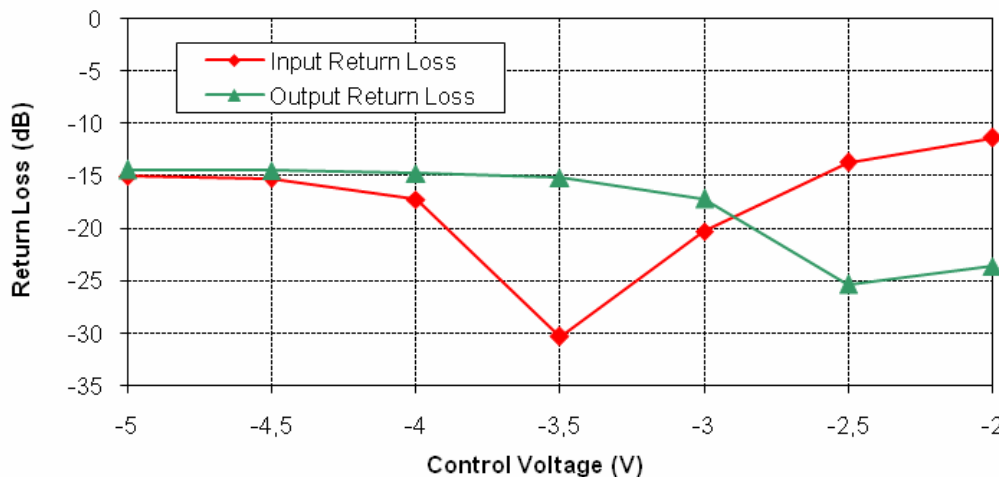


Figura 4.8: Evolució de les adaptacions en funció de V_{ATT} .

En termes de funcionament, a la Figura 4.7 es pot observar com l'atenuació del dispositiu és progressiva en funció de V_{ATT} , i propera a 3dB per a $V_{ATT} = -5V$.

Per a valors de V_{ATT} propers als -2V aquesta ja supera els 20dB. Amb això, només queda avaluar-ne el funcionament en termes de linealitat en l'atenuació.

Observem en la Figura 4.9 l'efecte d'utilitzar les dues tensions de control de manera solidaria. En valors alts de V_{ATT} el comportament del dispositiu és semblant al que fixa el fabricant per a $V_2 = -5V$ i V_1 variable (línea blava) provocant poca atenuació. En canvi per a valors de V_{ATT} baixos el dispositiu tendeix a comportar-se com quan V_1 es fixa a $0V$ i es va reduint també el valor de V_2 (línea rosa). Així que el resultat final amb V_{att} és una excursió més gran en atenuació i una linealitat que es manté.

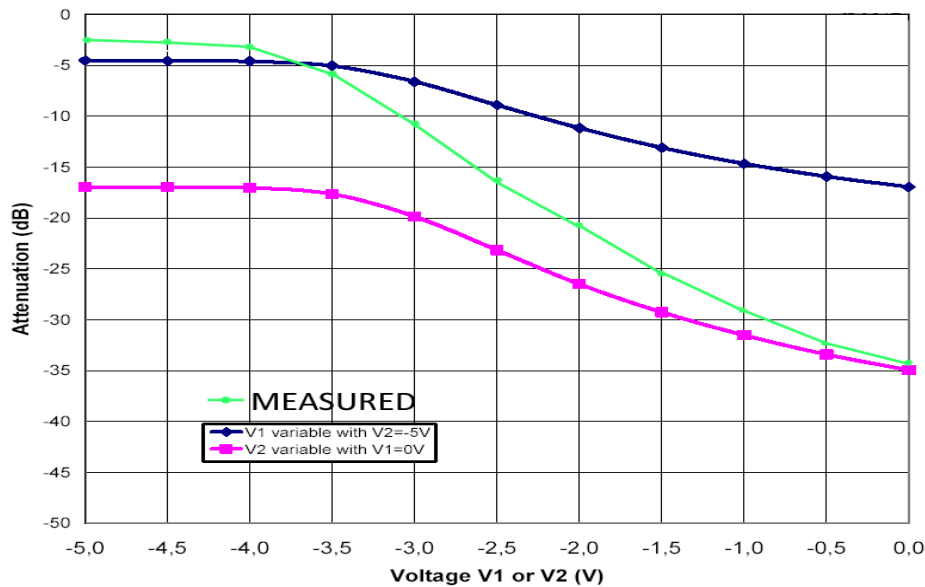


Figura 4.9: Comparativa entre les dades que dona el fabricant en el *datasheet* (blau i rosa) i l'atenuador en configuració de treball (en verd).

Podem extreure de les mesures que el dispositiu es comporta de manera lineal en l'atenuació des de $V_{att} = -4V$ fins a $V_{att} = -1V$, rang en el qual l'atenuació va aproximadament des de $3dB$ fins a uns $30dB$ i que es considera l'ideal per treballar amb el dispositiu.

Com a últim apunt, però, cal comentar que el rang definitiu de treball d'aquest dispositiu en quant a la seva tensió de control queda fixat d'una manera poc habitual. Durant la fase de disseny de GAIA, el projecte MetOp, actualment en òrbita, va tenir problemes amb la sensibilitat d'algun dels seus dispositius als ions pesats. En concret, en un MMIC de GaAs amb tecnologia MESFET (*Metal Semiconductor Field Effect Transistor*) de UMS, imposant-se la condició des de la ESA de no sobrepassar mai el 50% de U_{gdmax} en aquest MMICS. Això significa a la pràctica, que el valor màxim que podrà prendre la tensió d'atenuació V_{ATT} és la meitat del que especifiqui el fabricant; $U_{gdmax} = |6V|$ segons UMS [ESA_3. 2009].

Així doncs, el rang de treball de l'atenuador serà des de $V_{ATT} = -3V$ a $V_{ATT} = 0V$, en el qual l'atenuació es mou aproximadament des de $10dB$ fins a $30dB$, penalitzant en uns $7dB$ el guany màxim que podria presentar l'Híbrid de Control. Una de les seves principals conseqüències és la necessitat d'una etapa doble de guany per pal·liar aquest efecte, com es veurà en l'apartat 4.2.3 referent a l'etapa amplificadora.

4.2.2 Phase Shifter

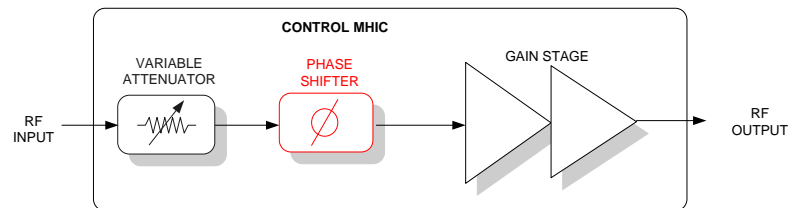


Figura 4.10: Etapa intermitja. *Phase Shifter*

Aquest MMIC serà controlat de manera digital mitjançant bits de control, que actuaran a mode de selectors de fase, així que la unitat lògica del satèl·lit disposarà de taules amb les correspondències entre bits i fases que li permetran seleccionar el pes a cada *subarray* de l'antena i crear així el feix de radiació desitjat i òptim per al *datalink*.

Cal notar la complexitat en l'ajust del dispositiu, que al tenir n bits de control presenta 2^n estats diferents que, si bé cobreixen el rang de 360° possibles de desfasament, són alhora molt variables en quant a l'ajust.

4.2.2.1 Alternatives de disseny

FABRICANT	MODEL	DESCRIPCIÓ	ASPECTES POSITIUS	ASPECTES NEGATIUS
MACOM	MACOM_Opció_1	7.0-12.0GHz GaAs MMIC 6-bit <i>Phase shifter</i>	Errors de Fase Variació del Guany vs estat	Pèrdues d'inserció Posició pads de control
MACOM	MACOM_Opció_1	5.0-18.0GHz GaAs MMIC 5-bit <i>Phase shifter</i>	Variació del Guany vs estat Dimensions del MMIC	LSB=11.2 Posició pads de control
MITEQ	MITEQ_Opció_1	6.0-18.0GHz GaAs MMIC 6-bit <i>Phase shifter</i>	Phase error Cobertura	Encapsulat Rang temperatura >0°C
OMMIC	OMMIC_Opció_1	X-Band GaAs MMIC 7-bit <i>Phase Shifter</i>	Adapt. / Insertion losses Nombre de bits Error de fase	<i>Pads</i> : part inferior MMIC
MIMIX	MIMIX_Opció_1	7.0-13.0GHz GaAs MMIC 6-bit <i>Phase shifter</i>	Variació en guany	<i>Heritage</i>
HITITTE	HITITTE_Opció_1	400° Analog <i>Phase shifter</i> 5-18GHz	Una sola tensió de control Dimensions	LSB
HITITTE	HITITTE_Opció_2	9-12.5GHz GaAs MMIC 6-bit <i>Phase shifter</i>	<i>Pads</i> : part superior MMIC	Rang treball > 8.5GHz
HITITTE	HITITTE_Opció_3	9-12.0GHz GaAs MMIC 6-bit <i>Phase shifter</i>	<i>Pads</i> : part superior MMIC	Rang treball > 8.5GHz
UMS	UMS_Opció_1	6.0-18.0GHz GaAs MMIC 4-bit <i>Phase shifter</i>	Error de fase	Phase Step: 22.5° Adaptació a 8.459GHz
TRIQUINT	TRIQUINT_Opció_1	6.0-18.0GHz GaAs MMIC 5-bit <i>Phase shifter</i>	Nombre de bits	Pèrdues per retorn Cobertura de fase

Taula 4.1: *Phase shifter*. Selecció del component.

4.2.2.2 MMIC

Tal i com hem fet amb l'atenuador, hi ha una sèrie de consideracions que s'han tingut en compte durant l'estudi d'aquest component.

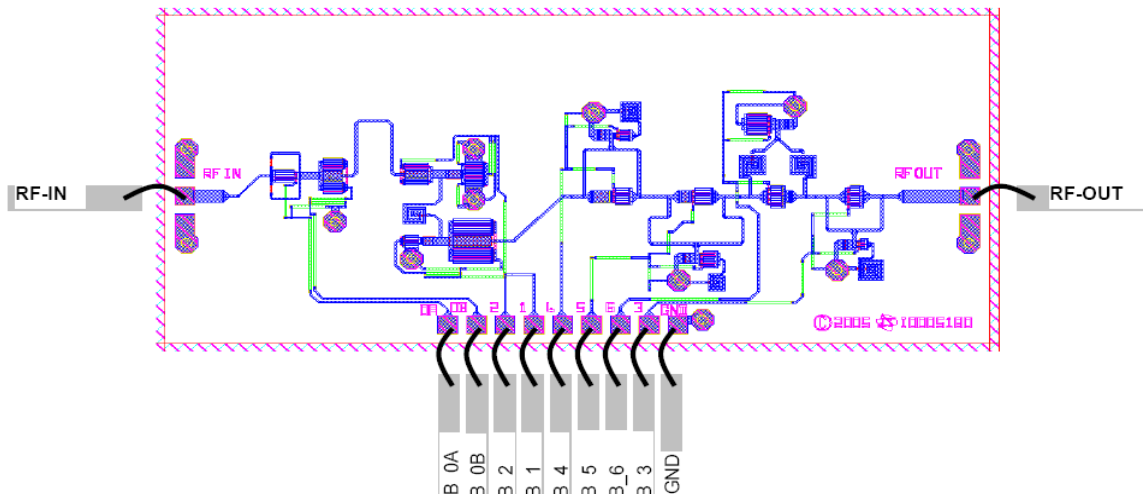


Figura 4.11: Esquema intern del MMIC d'OMMIC.

- El model escollit finalment ha estat el d'OMMIC, un *Phase shifter* de 7 bits amb banda de treball de 9 a 13GHz (Banda X).
- El punt més controvertit en la utilització del component han estat els *pads* que presenta. Com podem veure al *datasheet* (del qual s'han extret la Figura 4.11 i la Figura 4.12) el MMIC presenta, a la part inferior, 7 bits de control que suposen 9 pins a connectar; bit 0 (redundat, amb 0A i 0B), bit 1, bit 2, bit 3, bit 4, bit 5 i bit 6, junt amb un *pad* per fer la connexió a massa.

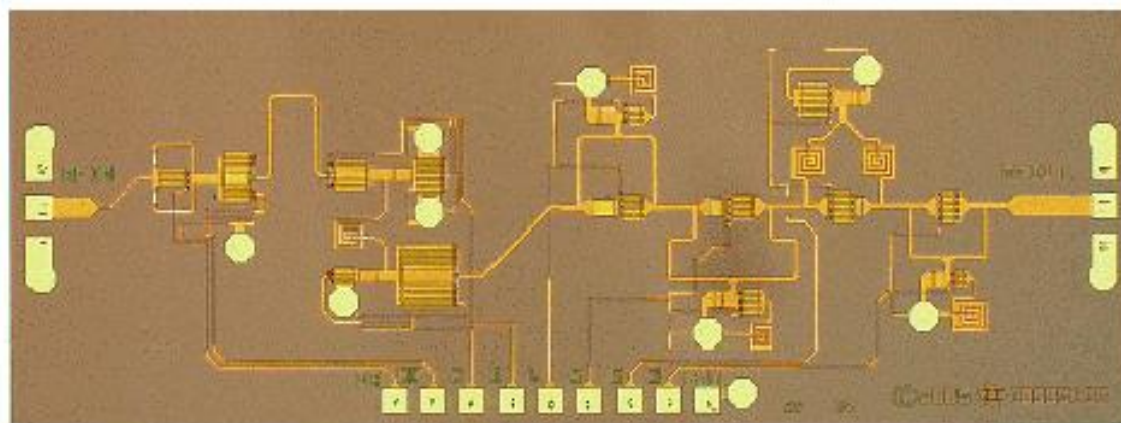


Figura 4.12: Fotografia del *Phase shifter*. *Pads* del MMIC

Degut a la manca de pins per accedir a l'interior del *package*, no és possible utilitzar els 9 *pads* del MMIC. Si bé un d'ells és el corresponent a la massa, que es pot soldar directament al terra del *package* (massa), dels altres 8 només en podrem utilitzar 6, que són el màxim de pins lliures de que es disposa.

Prescindir dels bits de més pes suposaria perdre cobertura en fase, mentre que els bits inferiors el que proporcionen una resolució més alta. La solució escollida és connectar també a massa els bits 0A i 0B i treballar prescindint d'ells, amb aquesta solució es passa d'una resolució de 6° a 11° , però a canvi aconseguim cobrir 360° de desfasament amb els 6 bits tal com desitjàvem.

Donat que aquesta no és exactament la configuració recomanada pel fabricant, per prendre aquesta decisió es va comptar amb el recolzament d'OMMIC, que va facilitar mesures del component en les condicions de treball requerides i va donar-ne garanties de fiabilitat. Informació que s'adjunta amb el *datasheet* en el capítol d'Annexes.

- Una altra de les consideracions la trobem a nivell d'ajust. De fet, les mesures que proporciona el fabricant estan preses sense cap mena d'ajust extra, a peu de MMIC. Com és lògic, és difícil trobar el punt òptim d'ajust entre els 2⁶ possibles estats del dispositiu, a més, el *prematching* al que es sotmet a fàbrica el component assegura (i així es pot veure en les seves especificacions per configuracions de 6 i 7 bits útils) que en cap cas s'obtenen nivells d'adaptació pitjors de -18dB a l'entrada i -13 dB a la sortida. Així doncs es va optar per a la utilització del MMIC sense *stubs* d'adaptació a l'entrada ni a la sortida.

- Calibració emprada: TRL. El *Phase Shifter* s'utilitza doncs sense ajust de cap tipus, amb la premissa, com veurem, de que l'adaptació que aquest "vegi" a l'entrada i a la sortida, sigui molt bona. Per caracteritzar el seu comportament, aquest MMIC es testreja sobre una *btf* especialment dissenyada, que presenta unes longituds de pista adients per realitzar una calibració TRL a peu mateix de MMIC i a la freqüència desitjada.

- Sota aquestes línies es presenta la taula lògica del dispositiu:

Taula 4.2: Pes dels bits de control del *Phase shifter*, segons el *datasheet*.

	Bit 0		Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5	Bit 6
Nominal phase shift	6°		11°	15°	31°	54°	85°	186°
Pad	0A	0B	1	2	3	4	5	6
Phase shift active	-5V	0V	0V	0V	-5V	-5V	-5V	-5V
Reference state	0V	-5V	-5V	-5V	0V	0V	0V	0V

De la taula lògica de control del component podem extreure'n diferents conclusions en quant al funcionament, tres de les quals ens seran útils al llarg d'aquest document:

1.- Dels sis bits que utilitzarem, els dos primers (Bit 1 i Bit 2) són actius a 0V. Els altres quatre (Bit 3, Bit 4, Bit 5 i Bit 6) són actius a -5V. Un bit "actiu" és aquell que està introduint el desfasament que té associat.

2.- Aquests sis bits de control codifiquen 64 (2^6) estats diferents.

3.- *Main states* o Estats principals: Per facilitar la presentació i comprensió de les mesures, veurem que en moltes de les relatives al Phase Shifter o als desfasaments només es presenten els estats més representatius o "main states". Són aquells en els que s'activa un sol bit i se n'observa el seu desfasament, donant per entès que es comporta d'igual manera en tots aquells estats on també està actiu.

Tindrem, per tant l'"estat de referència" en el que tots els bits estan inactius i els sis estats principals o *main states*, un per a cada bit. Observarem també que en algunes mesures de consum es presenten els estats "All_ON" i "All_OFF" que es corresponen als estats de màxim i mínim consum del dispositiu, es a dir, quan tots els bits estan alimentats a -5V i quan ho estan tots a 0V respectivament, i a nivell de sistema, quan ja tinguem l'Híbrid de Control muntat dins l'SSPA, observarem que es solen utilitzar en algunes ocasions els estats "Max_Att" i "Min_Att", que com el seu nom indica, corresponen respectivament a aquells en que el dispositiu presenta més o menys pèrdues d'inserció.

4.2.2.3 Disseny de la BTF

A la figura 4.13 es presenta la BTF realitzada amb pistes d'Alúmina d'entrada i sortida de mitja polzada (en blau) per facilitar la caracterització amb calibració TRL. S'observa també, en les figures inferiors, la disposició de les pistes corresponents als nou pads del MMIC (línies de DC en taronja) controlades amb un *microswitch*. Com s'ha comentat, només se n'extrauran sis a l'exterior, quedant GND, Bit0A i Bit 0B soldats a massa (terra del *carrier*).

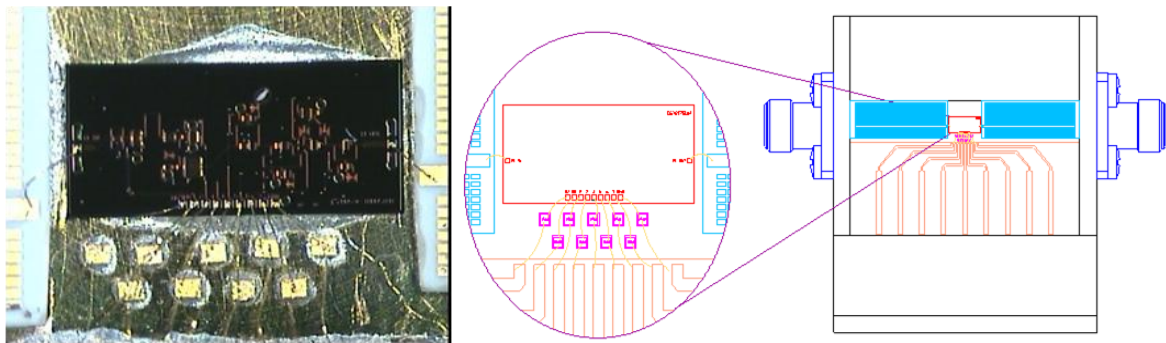


Figura 4.13: BTF del *Phase shifter*, Fotografia detallada del MMIC.

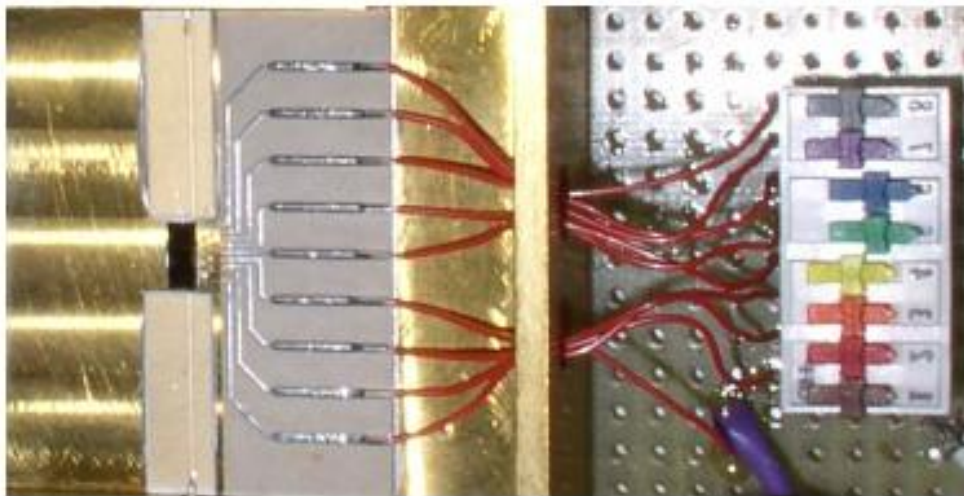


Figura 4.14: Fotografia detallada de la BTF del *Phase shifter*.

4.2.2.4 Test i Mesures

A mode de resum del funcionament del component es presenta una única figura que adjunta el comportament d'aquest en petit senyal.

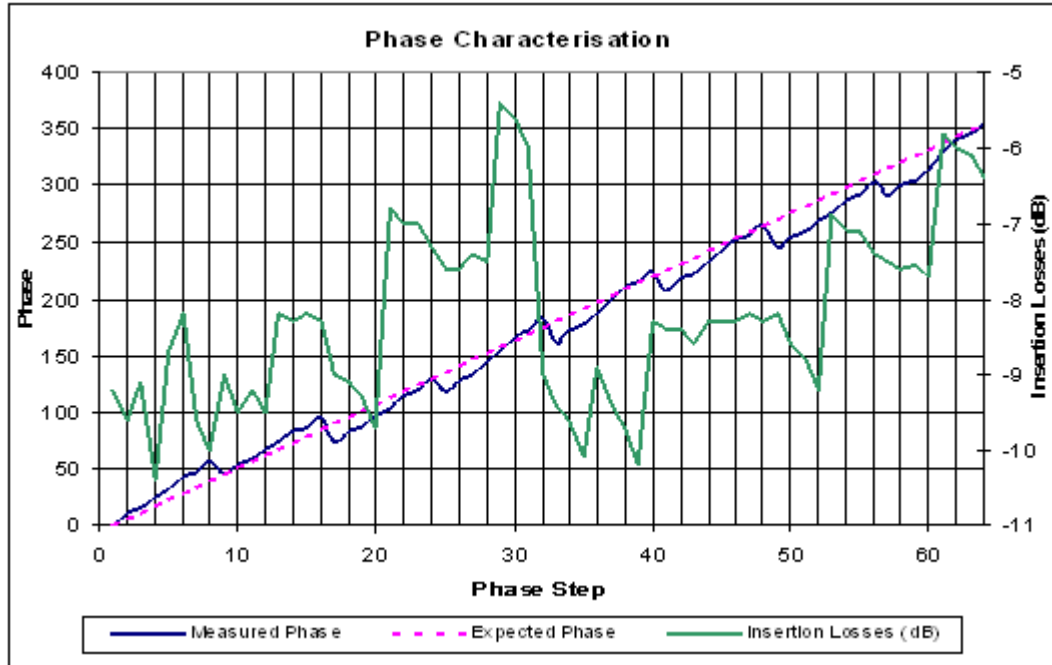


Figura 4.15: Caracterització *Phase shifter*; atenuació i fase en els 64 estats.

El desfasament introduït segueix el valor esperat amb un error en fase pròxim als -7° de mitja. Es cobreix el rang de 360° amb un pes per bit que es mostra en la taula següent:

Taula 4.3: Pes dels bits en el *Phase shifter*.

#Bit	Pes / Bit ($^\circ$) (MESURAT)	Pes / Bit ($^\circ$) (DATASHEET)	Pes/Bit ($^\circ$) (IDEAL)	Error($^\circ$) (MESURATvs IDEAL)
Bit 1	10.6	11	5.625	4.975
Bit 2	16.6	15	11.25	5.35
Bit 3	32.9	31	22.5	10.4
Bit 4	45.7	54	45	0.7
Bit 5	74.3	85	90	-15.7
Bit 6	162.3	186	180	-17.7

Es poden veure, també en la Figura 4.15, les pèrdues d'inserció que presentarà el component. S'observa el salt que es produeix en activar o desactivar els bits, fenomen que s'acusa més com més pes té el bit (el salt més gran el trobem en el canvi d'estats 32-33 on commuta el bit 6), i que corregirà amb l'ajuda de l'atenuador variable.

4.2.3 Etapa Amplificadora

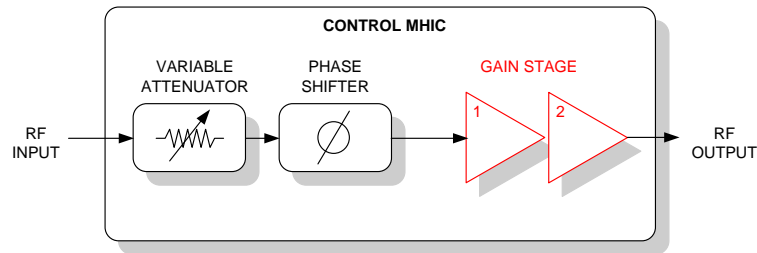


Figura 4.16: Etapa amplificadora

Sens dubte aquest és el component sobre el que més s'ha discutit dins de l'Híbrid de Control de GAIA. Tot i la ràpida decisió inicial (la *TRIQUINT_Opció_1* de la Taula 4.4 va donar lloc a la primera versió de l'Híbrid de Control) fins a la quarta i definitiva versió, aquest component ha sofert canvis importants.

Des de l'inici, degut a l'elevada exigència dels requeriments en termes de guany i accentuades per les pèrdues acumulades en l'atenuador i el desfasador, ja era evident la necessitat d'utilitzar dos elements iguals i en cascada en aquesta etapa. Una restricció per part del client en la especificació de consum, junt amb la necessitat d'un guany superior degut a la limitació de V_{ATT} en l'atenuador, va fer caure el model d'Híbrid basat en la *TRIQUINT_Opció_1* i alhora la primera versió de l'HC.

Es va procedir llavors al disseny d'una nova BTF amb un nou MMIC, *TRIQUINT_Opció_2*. Les exigències de calendari, però, van obligar a plantejar una línia de cerca paral·lela. Aquesta fou la alternativa d'utilitzar un transistor nu (sense encapsular) enlloc d'un MMIC. (veure annexos per a més informació).

Les avantatges de fer servir un MMIC enfront a un transistor nu són considerables; en un MMIC el disseny ja està tancat i el fabricant recomana una configuració per testejar-lo i utilitzar-lo, facilitant mesures fiables del dispositiu. En aquestes condicions, inclús molts d'ells han estat sotmesos a un procediment de *pre-matching* el qual simplifica les tasques d'ajust i adaptació del component.

Per altra banda, el ventall de possibilitats de disseny que ofereix un transistor és menor en un MMIC. En aquest disseny de l'etapa de guany amb transistors hi intervé la teoria de disseny d'amplificadors que hem vist en el capítol anterior.

Veurem, tot seguit, la llista de candidats que s'han contemplat al llarg del disseny, alguns han estat descartats des de l'inici, altres han arribat a ser *testejats* en una BTF i fins i tot han donat lloc a versions primitives de l'HC.

4.2.3.1 Alternatives de disseny

FABRICANT	MODEL	DESCRIPCIÓ	TIPUS DE COMPONENT	ASPECTES POSITIVS	ASPECTES NEGATIVS	ESTAT
TRIQUINT	TRIQUINT_Opció_1	2-18Ghz Gain Block Amplifier	GaAs MMIC	Estabilitat Complexitat	Guany Dimensions Consum	Híbrid de Control v.1
TRIQUINT	TRIQUINT_Opció_2	6-18GHz Power Amplifier	GaAs MMIC	Estabilitat Complexitat	Guany Dimensions Consum	DESCARTAT
TRIQUINT	TRIQUINT_Opció_3	2-20GHz Power Amplifier	GaAs MMIC	Estabilitat Complexitat	Guany Dimensions Consum	DESCARTAT
TRIQUINT	TRIQUINT_Opció_4	7-8.5GHz HPAmplifier	GaAs MMIC	Estabilitat Complexitat	Rang Frequencial	DESCARTAT sobre btf
UMS	UMS_Opció_1	X-Band HBT HPAmplifier	GaAs MMIC	Guany Estabilitat	Consum Dimensions	DESCARTAT
UMS	UMS_Opció_2	X-Band Driver Amplifier	GaAs MMIC	Guany Estabilitat	Consum Dimensions	DESCARTAT
UMS	UMS_Opció_3	5-18GHz HPAmplifier	GaAs MMIC	Guany Estabilitat	Consum Dimensions	DESCARTAT
EUDYNA	EUDYNA_Opció_1	GaAs FET Ku_band	TRT	Guany Heritage	Estabilitat Banda Freq.	DESCARTAT sobre btf
EUDYNA	EUDYNA_Opció_2	GaAs FET X_band	TRT	Guany Consum	Qualificació Estabilitat	Control Hybrid V1,2 i 3 DISPOSITIU ESCOLLIT

Taula 4.4: Etapa amplificadora. Selecció del component

4.2.3.2 Disseny de l'amplificador en base al MMIC d'Eudyna

La versió definitiva de l'Híbrid de Control utilitza una etapa doble d'amplificació basada en el transistor *EUDYNA_Opció_2* de la taula anterior, per complir les especificacions del disseny, la distribució dels dits i les mesures del qual es poden apreciar a la Figura 4.17.

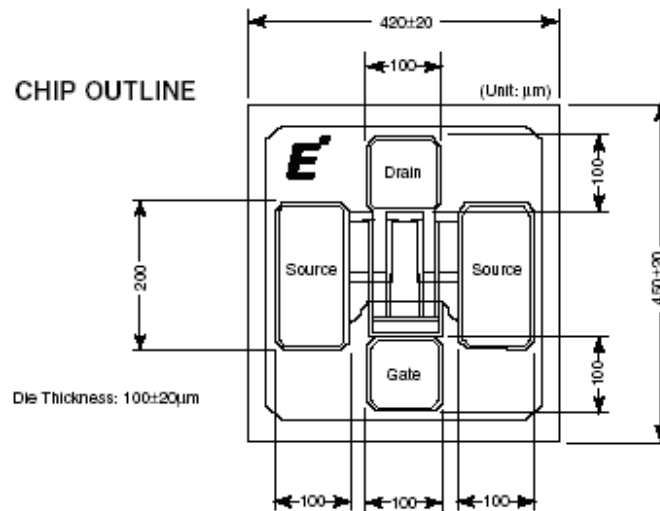


Figura 4.17: Esquema del transistor d'Eudyna.

Ambdós transistors, situats en cascada, treballen en zona lineal, en un disseny per a màxim guany i que es podria englobar dins la *classe A* segons el seu punt de polarització, com ja s'apuntava des del capítol teòric.

Segons *datasheet*, Eudyna garanteix en el transistor un G_{1dB} en gran senyal de 11dB i una $P_{out_{1dB}}$ d'aproximadament 21.5dBm.

En el disseny de l'etapa Amplificadora, prèviament a la elecció del dispositiu s'han seguit els passos comuns per a aquest tipus de disseny, així, per aquest ordre;

Es demana al fabricant que faciliti els paràmetres de comportament del seu dispositiu, que normalment aquest té a disposició dels possibles clients en forma de matriu de paràmetres *S* del component. Aquesta matriu s'incorpora a les simulacions per avaluar-ne les prestacions i validar així el disseny. Posteriorment es demanen mostres del dispositiu per avaluar-ne físicament les prestacions. Sobre una base de test, s'ajusta i mesura el transistor de manera individual i es compara el resultat d'ambdós processos amb els teòrics

Hi ha diferents aspectes fixats i que no són una variable de disseny en aquest component. En aquest cas, una tensió de drenador de 8.25V (herència del *Power Hybrid*) i un consum de 20mA per transistor, són premisses del disseny d'aquesta etapa, l'objectiu de la qual serà treure el màxim guany de la cadena d'amplificació.

4.2.3.2.1 Xarxes de polarització

Una xarxa de polarització és un element de tres accessos o ports que tenen com objectiu proporcionar un camí de baixa impedància en contínua per poder polaritzar la porta o el drenador d'un transistor sense que es perdi potència de *RF* cap a la font d'alimentació, insensibilitzant el circuit del valor de la impedància que aquesta presenti a la freqüència de treball.

Si la xarxa polaritza la porta del transistor, injectarà el nivell de tensió de contínua necessari per tal de fer que el transistor treballi en la classe escollida (que com s'ha vist en apartats anteriors influeix directament en les prestacions obtingudes).

Al polaritzar el drenador del transistor, la xarxa injectarà el nivell de tensió contínua necessari per situar la forma d'ona de tensió de sortida al marge d'excursió desitjat. El disseny i les funcions de la xarxa seran idèntiques que pel cas que es polaritzi la base, però caldrà posar especial èmfasi en minimitzar les pèrdues al drenador, ja que aquestes afectaran directament al rendiment de l'etapa.

Aquest esquema general d'una xarxa de polarització es presenta a continuació. El circuit passiu de tres accessos es pot caracteritzar amb una matriu de paràmetres [S] dissenyada per tant en petit senyal.

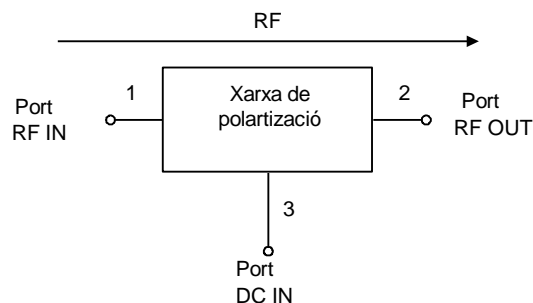


Figura 4.18: Esquema general d'una xarxa de polarització.

Els objectius en el disseny d'aquesta etapa s'enumeren a continuació:

- Mínimes pèrdues de *RF* entre els accessos [1,2].
- Màxim aïllament *RF* entre accessos [1,3] i [2,3].
- Mínimes pèrdues de DC entre els accessos [2,3].
- Màxim aïllament DC entre els accessos [1,2] i [1,3].

En definitiva, el que es busca és impedir que la energia del senyal de RF es perdi per l'accés de la contínua necessària per alimentar el transistor.

Hi ha moltes solucions i molt diferents per aconseguir aquest propòsit que solen utilitzar-se en funció de l'accés a polaritzar i les prestacions que es vulguin atorgar al disseny, entre elles;

- Utilitzar inductors d'alta inductància: La impedància d'aquests dispositius és directament proporcional a la freqüència, així, es comportaran idealment com un curtcircuit per a la contínua, però presentaran una alta impedància a un senyal de RF amb una freqüència de 8.465GHz.
- Utilitzar línies de transmissió de $\lambda/4$: λ representa la longitud d'ona de la freqüència central o de treball, d'aquesta manera, des del punt de vista del senyal de contínua, només se li presenten les pèrdues òhmiques intrínseques a qualsevol línia, però per al senyal de RF , una distància de $\lambda/4$ del curtcircuit representa un Circuit Obert a peu de la pista principal, i evita d'aquesta manera que el senyal de RF es desviï per l'alimentació.

Aquesta és la solució emprada per a la polarització del drenador en els transistors de l'etapa de guany de l'Híbrid de Control.

- Utilitzar un ressonador LC paral·lel, centrat a la freqüència de treball: és una barreja dels dos conceptes anteriors, ja que el ressonador es comporta com una resistència molt elevada per a la freqüència de ressonància, però la contínua, al "trobar" un Circuit Obert en el condensador, flueix a través de l'inductor. Normalment s'escullen ressonadors amb inductàncies baixes, així doncs, la resistència sèrie (i per tant les pèrdues) que pateix el senyal de DC, són menors.
- Utilitzar resistències en sèrie elevades, de l'ordre de Kohms: és una tècnica molt comunament utilitzada a les portes dels transistors FET. El consum de porta d'aquest transistors és pràcticament nul (ordre de nA), així, la caiguda de tensió en aquestes resistències, per grans que siguin, és menyspreable, i gairebé no es perd potència del senyal DC en aquesta xarxa. D'altra banda, les elevades resistències del camí de contínua actuen a mode de "paret" per al senyal de RF , que no es desvia cap al camí de polarització i segueix per la línia principal.

Aquesta és la solució emprada per la polarització de les portes dels transistors que conformen l'etapa amplificadora de l'Híbrid de Control.

4.2.3.2.2 Xarxa de polarització del drenador.

Com s'ha comentat, el mètode per polaritzar el drenador en el disseny de l'amplificador consisteix en una línia de $\lambda/4$.

Amb aquest mètode s'aconsegueix un total aïllament del senyal de *RF* cap al circuit de polarització en contínua ja que aquest veu un Circuit Obert en el punt de connexió a la línia principal. Per al senyal en contínua, aquest tram de línia només suposa unes pèrdues òhmiques com qualsevol altra línia de transmissió.

Aquesta és una solució molt comunament emprada en la polarització dels drenadors d'etapes d'alt rendiment, l'únic inconvenient és el reduït ample de banda que proporcionen al estar dissenyats exclusivament per a una freqüència concreta. Per aquest motiu és també molt comuna la utilització de les anomenades *bias tee* o palometes, que donen un cert ample de banda i que poden incloure també petites tes proporcionals per als harmònics del senyal de *RF*.

Un exemple de polarització utilitzant aquesta tècnica a la freqüència de treball de 8.465GHz seria el trobem en la Figura 4.19.

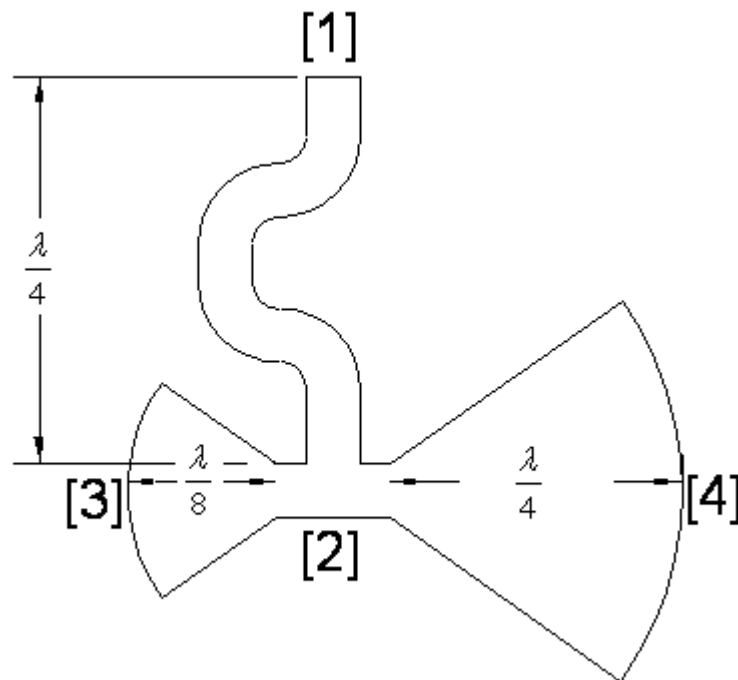


Figura 4.19: Exemple de tes de polarització.

Veiem en la figura anterior un exemple de polarització amb tes, en concret el que s'utilitza en l'Híbrid de Potència del projecte GAIA. Les longituds i els seus efectes en la polarització són els següents:

- [1] és el punt de connexió de l'alimentació en DC del drenador i la pista principal de RF , punt que la RF no ha de "traspasar" mai.
- [2] és el punt on es connecta l'alimentació, aquest curtcircuit entre els punts 1 i 2 implica unes pèrdues òhmiques per a la DC però representa un obert per a la RF , que no pot traspasar el punt 1.
- [4] és un obert amb una distància de $\lambda/2$ al punt 1 i $\lambda/4$ al punt 2, així que la RF veu un doble circuit obert en el punt 1. A més, la pista s'eixampla de 2 a 4, així que s'aconsegueix un cert ample de banda, que com s'ha vist, és el pitjor aspecte en aquest tipus de polarització.
- [3] és l'equivalent al punt 4 però evita que es propaguin els harmònics, el doble de la freqüència de treball en aquest cas, per tant, la meitat en quant a dimensions.

En aquest punt podem observar que efectivament per utilitzar aquest mètode toparem amb un problema de disponibilitat d'espai, ja que a la freqüència a que opera GAIA, 8.465GHz, i sobre el substrate d'Alúmina, lambda quarts representen una longitud de:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12H/W}} = \frac{9.6 + 1}{2} + \frac{9.6 - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12}} = 6.46 \quad (4.1)$$

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{C}{4f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{4 \times 8.465 \times 10^9 \sqrt{6.46}} = 3.48mm \quad (4.2)$$

Amb aquestes dimensions, i per dotar la xarxa d'un cert ample de banda (veritable objectiu de les tes de polarització) es requereix una palometa amb una apertura (α) típicament d'uns 60 graus.

$$\frac{\pi(\lambda/4)^2 \alpha}{360} = \frac{\pi \cdot 3.48^2 \cdot 60}{360} = 6.34mm^2 \quad (4.3)$$

En termes d'ocupació de superfície, això suposaria uns $6.5mm^2$, però tenint en compte que hi ha dues etapes es superaríen els $12.5mm^2$, i l'espai lliure dins el *package* no és suficient per encabir-hi les dues tes de polarització.

Així doncs, tot i que la solució elegida en la polarització del drenador és la d'utilitzar línies de lambda quarts, s'acaba de demostrar que no és possible utilitzar tes de polarització, degut a la falta d'espai lliure dins el *package*.

4.2.3.2.3 Xarxa de polarització de la Porta

Com hem vist anteriorment, la tensió de drenador ve fixada per necessitats del disseny de l'SSPA, i el consum disponible per a l'Híbrid de Control és una especificació donada pel fabricant.

Les opcions en aquest punt són poques, amb aproximadament 20mA de consum en cadascun dels dos transistors, la tensió a la porta és tal que aquest sigui el consum de cadascun d'ells.

Com s'ha comentat, el mètode utilitzat per a la polarització de les portes consisteix en una resistència de valor elevat en sèrie en la connexió, com veiem en la Figura 4.20 inferior. La zona ratllada es correspon a un substrat amb valor resistiu elevat, i es presenta en trams separats per tal de poder-ne controlar el valor si se'n curtcircuiten, o no, alguns trams.

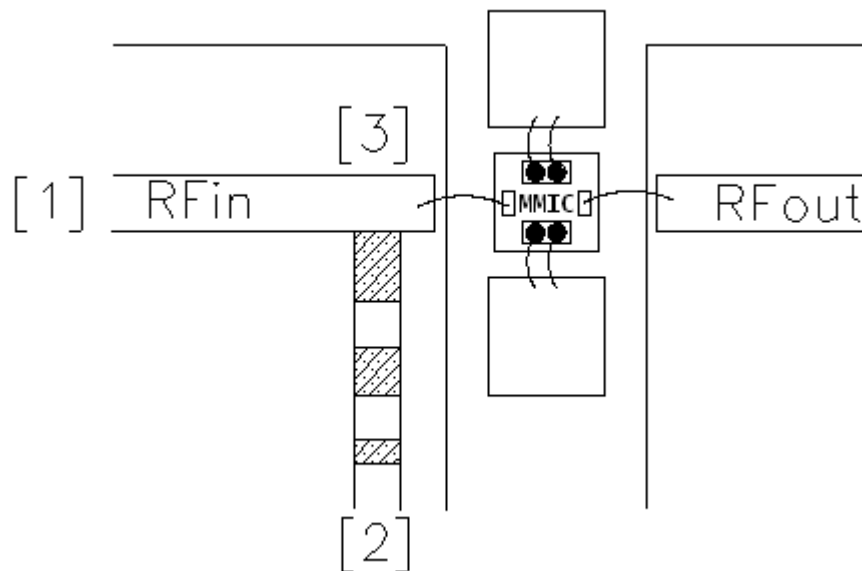


Figura 4.20: detall de la polarització de porta

En el punt [3] de la figura superior, s'uneixen la resistència de polarització i la línia principal [1], just on el senyal de *RF* es troba amb un camí altament resistiu, (resistència total de 0.5KOhms), i el camí de *RF*. Per tant, no es desvia *RF* cap a la xarxa de polarització [2].

Pel que fa a pèrdua de potència en la xarxa de polarització, el consum de la porta en el transistor és tant baix que la caiguda de tensió en aquesta resistència és menyspreable, les estimacions fetes en aquest cas:

$$\Delta V = R_{total} \times I = 500\Omega \times 5nA = 2.5\mu V \quad (4.4)$$

Notem que la resistència comença enganxada al camí de RF per evitar un efecte de *stop* en cas de que hi hagués un petit tram de pista de connexió, per on el senyal de RF pogués desviar-se i provocar efectes indesitjats.

L'últim aspecte a considerar és el de l'estabilitat de l'amplificador. Com es mostrava en el Capítol 3.2.5, per evitar qualsevol possible oscil·lació indesitjada en tot l'espectre freqüencial es mantindrà un criteri d'estabilitat incondicional en el disseny de l'amplificador.

El punt conflictiu en el disseny es troba en la polarització de porta. Utilitzar resistències en sèrie afavoreix l'augment de la impedància que "veu" el transistor, i per tant, que els cercles d'estabilitat s'obrin i no tallin l'extrem de la carta de Smith, aportant estabilitat al sistema. Però com s'ha comentat, posar resistències en sèrie al camí de RF és precisament el que es vol evitar per tal de no introduir pèrdues al sistema.

Utilitzant resistències en paral·lel (com és el cas, degut a la polarització de porta), l'efecte d'estabilitat s'aconsegueix com més petita sigui aquesta resistència, però com hem vist, aquest valor és directament proporcional amb l'aïllament de la RF cap al circuit de polarització.

La única solució possible és trobar un compromís entre estabilitat i aïllament. D'aquesta manera, es triarà una resistència de polarització prou elevada perquè la RF no es desviï cap al circuit de DC , i prou baixa per garantir que els cercles d'estabilitat no creuaran en cap punt la Carta de Smith, mantenint així una estabilitat incondicional en totes les freqüències.

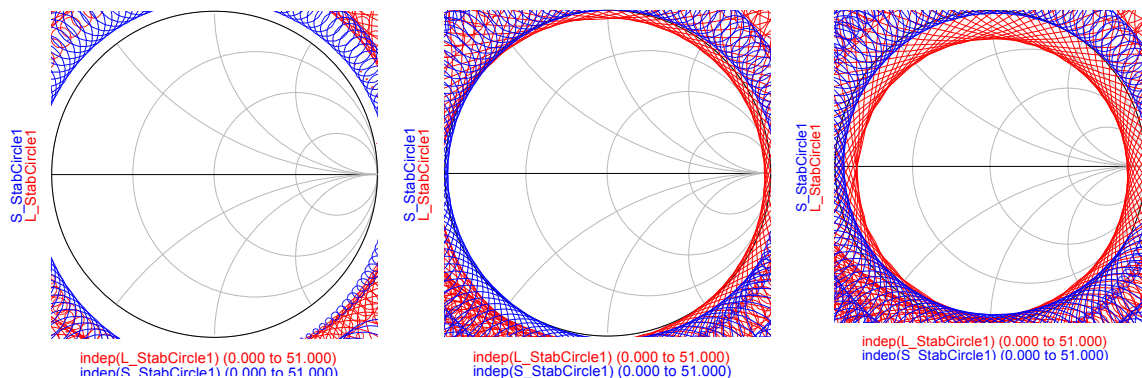


Figura 4.21: dels cercles d'estabilitat amb la resistència de polarització de porta

A la figura superior es pot observar la evolució de l'estabilitat amb la resistència de polarització a la porta; en la seqüència es mostren els efectes d'augmentar la resistència amb finalitats d'aïllar la RF de la DC . Observem com a partir d'un cert valor (d'uns 400 Ohms a la pràctica), comencem a introduir efectes contraproductius pel que fa a l'estabilitat.

4.2.3.2.4 Sortidor

L'últim punt pel que fa a la polarització del transistor és garantir una bona connexió a massa de sortidor. El guany de l'amplificador és extremadament sensible a les pèrdues en aquest punt, és un aspecte prou important com per condicionar el muntatge del transistor, tal i com es pot apreciar en la Figura 4.22.

També en termes d'estabilitat és positiu el fet de tenir una connexió de drenador adient, ja que la inductància equivalent d'aquesta connexió mitjançant *bondings* ha de ser la mínima possible. Veiem en la figura que amb aquesta finalitat la connexió és doble, i amb doble *bonding*, i la distància entre el pad de sortidor i massa és la mínima que permet la tecnologia.

Observem que per a aquest efecte hi ha dues zones de sortidor per connectar a massa en el transistor. Per tal de minimitzar les pèrdues resistives, s'utilitza un pedestal conductor que deixa el pla de massa a l'alçada del MMIC, i es fa la connexió amb un doble *bonding* (que és el màxim que permet el *pad* del sortidor) de llargada mínima que ofereix la tecnologia utilitzada.

Així mateix, el transistor es munta sobre un altre pedestal de massa que iguala les alçades entre Alúmina, MMIC i pedestals de connexió del sortidor. D'aquesta manera, també la distància de les connexions de porta i drenador són el mínim resistives, tot i ser menor la seva criticitat.

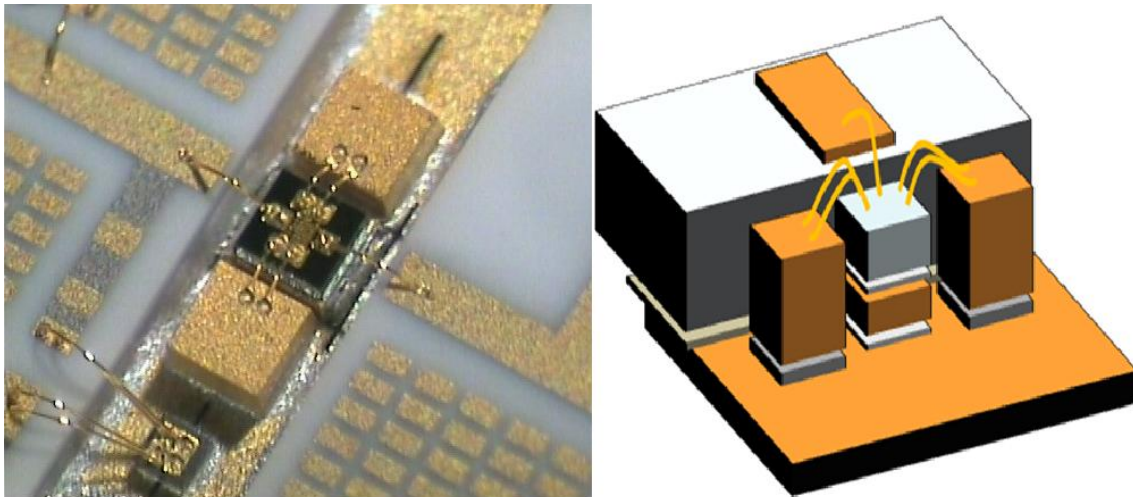


Figura 4.22: Detalls del muntatge del MMIC

4.2.3.2.5 Disseny de l'amplificador

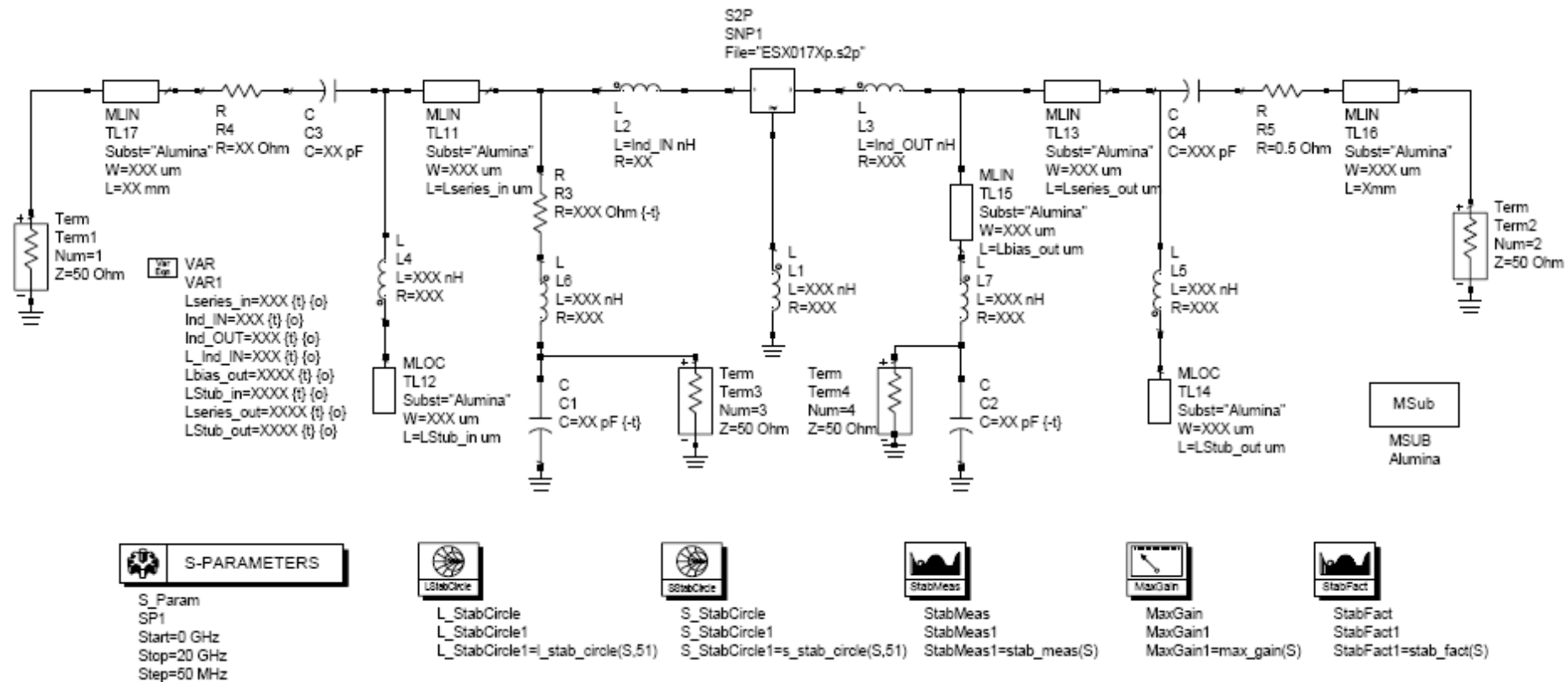


Figura 4.23: Circuit utilitzat en el disseny de l'amplificador

A nivell simplement descriptiu, s'enumeren els components que apareixen en la Figura 4.23:

- S2p: Eina d'ADS que emmagatzema la matriu de paràmetres S del transistor i permet utilitzar-la en les simulacions. De gran utilitat tant en el disseny (amb paràmetres S proporcionats pel fabricant) i en l'etapa de prototipatge (amb paràmetres S mesurats al laboratori).
- Term: Eina d'ADS utilitzada per terminar els ports del circuit i estudiar-ne així les reflexions i transmissions del senyal de RF. N'hi ha quatre en total, un per cada port obert del disseny; entrada, sortida, polarització de porta i polarització de drenador
- TL17 i TL16: Trams de línia d'entrada i sortida al circuit respectivament, on es solda el pin del connector SMA a la línia principal.
- C1 i C2: Condensadors de filtratge en l'alimentació de porta i drenador per evitar possibles fuites de radiofreqüència. C3 i C4: Condensadors de desacoblament a l'entrada i sortida del circuit per filtrar realimentacions indesitjades.
- L1, L2, L3, L4, L5, L6 i L7: *Bondings*. Amb el seu corresponent efecte resistiu i inductiu per obtenir una simulació el més realista possible.
- TL11: Tram de línia en sèrie a l'entrada del transistor. Simula la distància a la que es situa l'*Stub* (TL12).
- TL12: Stub en paral·lel a l'entrada del transistor. Junt amb TL11 sintetitza l'ajust a l'entrada del dispositiu, presentant la impedància òptima.
- TL16: Tram de línia en sèrie a la sortida del transistor. Simula la distància a la que es situa l'*Stub* (TL14).
- TL14: Stub en paral·lel a la sortida del transistor. Junt amb TL16 configura l'ajust a la sortida del dispositiu, presentant la impedància òptima de càrrega.
- R3: Resistència en paral·lel a la porta. Intervé en el consens entre guany i estabilitat que s'ha de mantenir.
- TL15: Tram de línia de lambda quarts a la freqüència de treball.

Simulacions emprades:

- S_parameters: Paràmetres S del conjunt.
- Stab_Circles (S) i (L): Cercles d'estabilitat del sistema.
- Max_Gain: Màxim guany del sistema restant pèrdues per desadaptacions.
- Stab_meas i Stab_fact: Factors d'estabilitat.

Els principals resultats de les simulacions, obtinguts amb els fitxers del fabricant demostren que és possible aconseguir un guany que permet cobrir les especificacions, donant alhora una idea de l'ajust necessari amb stubs i trams de línia.

Veiem en línies inferiors, com el simulador ADS calcula que és possible obtenir un màxim guany teòric de 13.27dB a 8.460GHz. “MaxGain” és una eina del simulador en el que s'eliminen absolutament totes les pèrdues relatives a la desadaptació. És, per tant, molt probable que mai s'obtinguin aquests resultats a la pràctica, però la simulació revela que aquest és un dispositiu que es podria incloure en el disseny, tenint en compte que s'utilitzarà una etapa d'amplificació com aquesta, però doble.

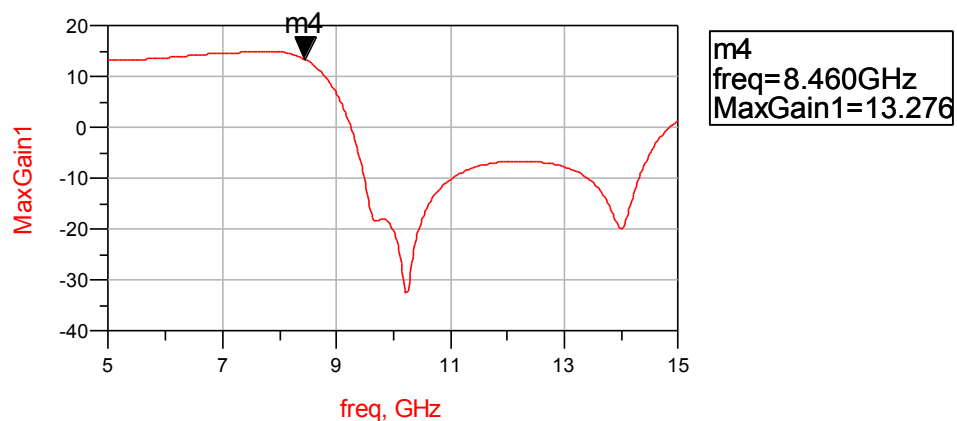


Figura 4.24: Màxim guany teòric de cada etapa d'amplificació.

Tot i saber que mai s'assolirà aquest “guany màxim” a la pràctica, hi ha una simulació que ens pot ser de referència amb ADS. Així, amb la eina de *tuning* del simulador, podem fer-nos una idea de la millor posició teòrica dels *stubs* i trams de línia a l'entrada i sortida del transistor, és a dir, les longituds de TL11 i TL12 per a l'entrada i TL16 i TL 14 per a la sortida, en la Figura 4.23.

Molt probablement a la pràctica aquestes longituds i posicions no coincidiran amb les calculades teòricament, però seran un bon punt de partida i una referència per a l'etapa de *tuning* sobre la base de test.

L'últim aspecte a tenir en compte per simulació és la estabilitat. En aquest cas les corbes de font i càrrega rebel·len una estabilitat incondicional de l'amplificador. Els resultats es presenten en l'apartat de mesures; 4.2.3.5, on s'aprofita per comparar-les amb les obtingudes per mesura i on es descarta qualsevol oscil·lació.

4.2.3.3 Disseny de la BTF

Igual que amb els altres components, abans de ser muntat en l'Híbrid, el component serà primer testejat sobre una BTF que permetrà caracteritzar-lo.

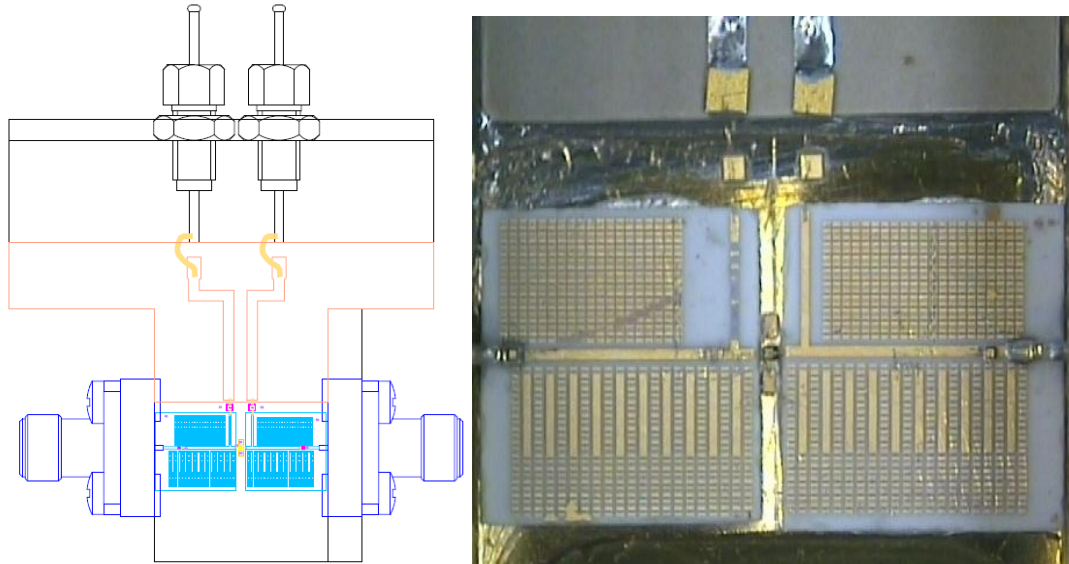


Figura 4.25: BTF de l'amplificador, fotografia detallada del MMIC.

4.2.3.4 Ajust

Amb el disseny de l'amplificador tancat, i muntat el MMIC en la corresponent BTF, el següent pas és sotmetre el dispositiu a la fase d'ajust.

En l'etapa de disseny hem obtingut una aproximació teòrica de la posició i longitud dels *stubs* i línies que adaptaran el component, en aquest apartat també es valora la diferència entre els *stubs* teòrics i els resultants en el procés de *tuning*. Alhora, es pot obtenir una idea de la repetibilitat d'aquest ajust. Recordem que en total hi haurà 56 MMIC d'aquest tipus a ajustar durant el muntatge dels equips, i un ajust poc controlat podria suposar molt de temps i recursos que es podien haver evitat.

En el procés de *tuning* es parteix de la posició teòrica dels *stubs*, i se'n modifica la llargada i posició fins aconseguir unes pèrdues per retorn de potència igual o menors de -15dB en ambdós ports alhora. D'aquesta manera es posa un límit al *tuning*, que es podria allargar inútilment en adaptacions que no millorarien les prestacions significativament.

Veiem en les figures 4.26 i 4.27 un exemple del punt en que finalitza una etapa de *tuning*. Observem que en ambdós ports les pèrdues per retorn són prou baixes com per considerar que tenim una bona transmissió de potència, és per tant, el punt en que maximitzem també el guany d'aquest amplificador.

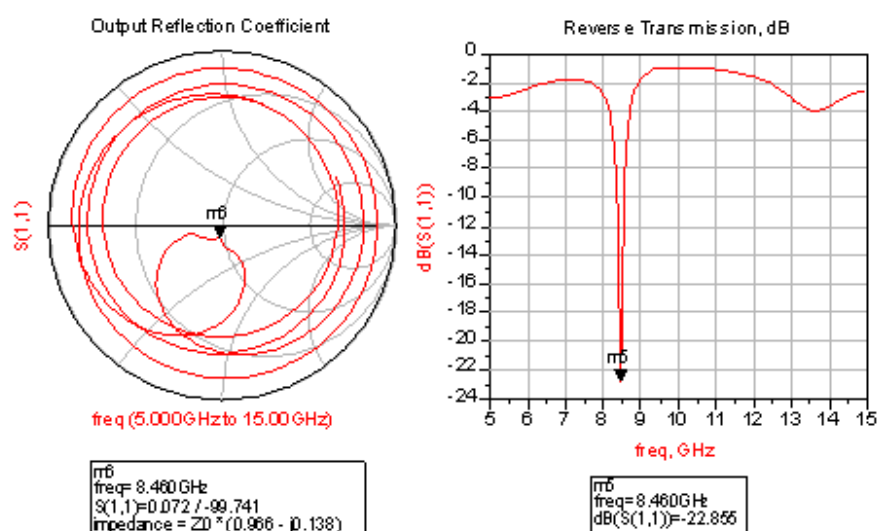


Figura 4.26: S11. Pèrdues per retorn a l'entrada. Adaptació.

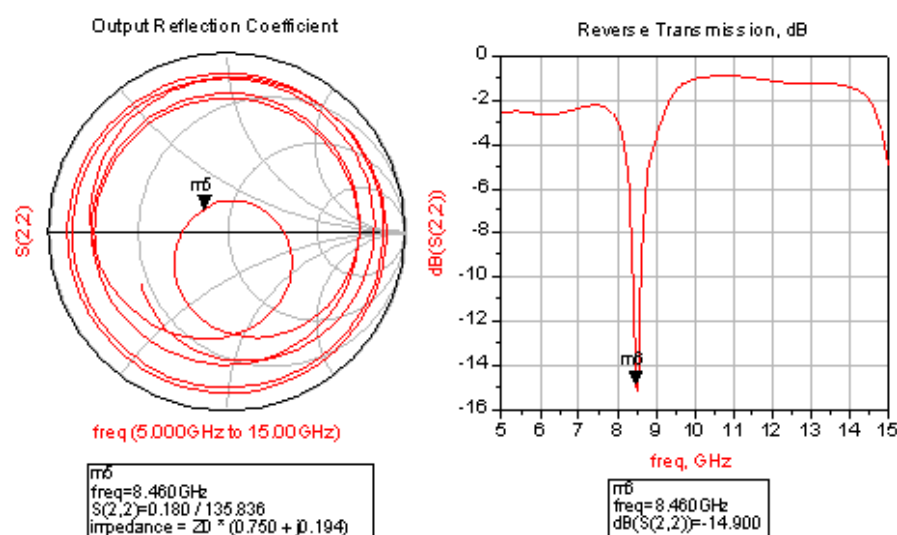


Figura 4.27: S22. Pèrdues per retorn a la sortida. Adaptació.

4.2.3.5 Mesures

Amb aquest mínim d'adaptació garantit, la potència que retorna pels ports no és nul·la, però té un valor tant baix que ens permet calcular (en aquest cas amb la eina *MaxGain* del simulador ADS) quin seria el màxim guany que es tindria a l'abast amb el millor ajust possible.

Al observar les figures següents podem comprovar el que s'acaba de comentar. Amb els ajustos anteriors en els ports d'entrada i sortida (ambdós superiors als 15dB) s'obté un guany de 13.127dB a 8.5GHz.

El fet de millorar aquest ajust ens portaria, com a molt, a un guany màxim aproximat de 13.276dB (resultats de la simulació del guany màxim), podem assumir aquest guany com el màxim assolible en cada etapa amplificadora dins de l'Híbrid de Control i donar per finalitzada l'etapa de *tuning*.

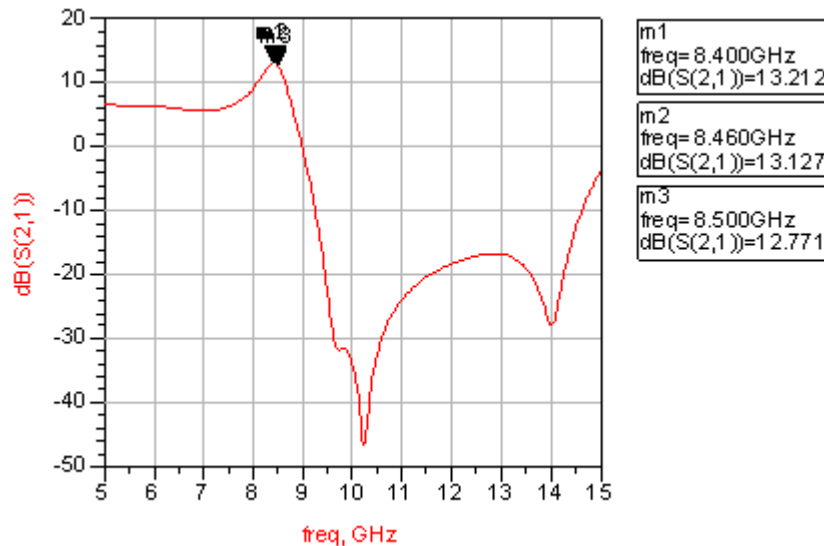


Figura 4.28: Guany del dispositiu després del procés d'ajust

Podem concloure que un cop muntades dins de l'Híbrid, les dues etapes amplificadores, basades en aquest MMIC tindran un guany lleugerament superior als 13 dB cadascuna, com ha quedat demostrat sobre la BTF.

Hi ha però un aspecte a tenir en compte abans de donar per vàlids el dispositiu, muntatge i disseny, i aquest és l'estabilitat de l'amplificador.

És important garantir que la estabilitat que presentava el disseny per simulació es mantingui a la pràctica. Veiem en les figures següents com les corbes d'estabilitat de font i càrrega són sempre externes a la Carta de Smith, proporcionant així estabilitat incondicional.

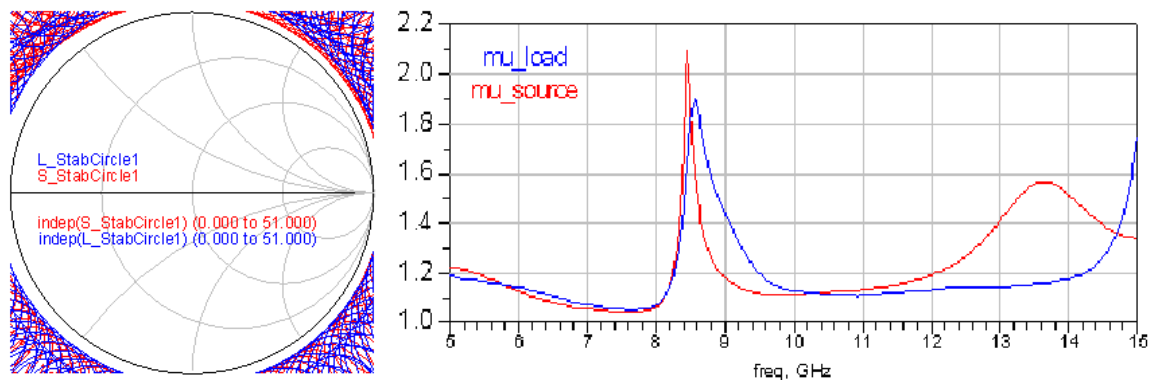


Figura 4.29: (a) Cercles L i S d'estabilitat de l'amplificador sobre BTF. (b) Corbes d'estabilitat de font i càrrega obtingudes per simulació

4.2.3.6 Caracterització en potència

A diferència dels altres components de l'Híbrid, en l'etapa amplificadora cal tenir una bona caracterització en potència. Aquesta serà alhora de gran utilitat per entendre el funcionament de cadascun dels transistors per separat, ja que els dos treballaran a nivells de potència diferent. Aquestes mesures inclouen també els efectes de la temperatura en l'entrega de potència i el consum del transistor.

Els dos transistors estan polaritzats en condicions nominals de treball a aproximadament $V_{gs} = -0.85V$ i $V_{ds} = 8.25V$, mantenint en aquestes condicions un consum de 20mA cadascun, el que suposa un consum total de 40mA en l'etapa d'amplificació en condicions nominals.

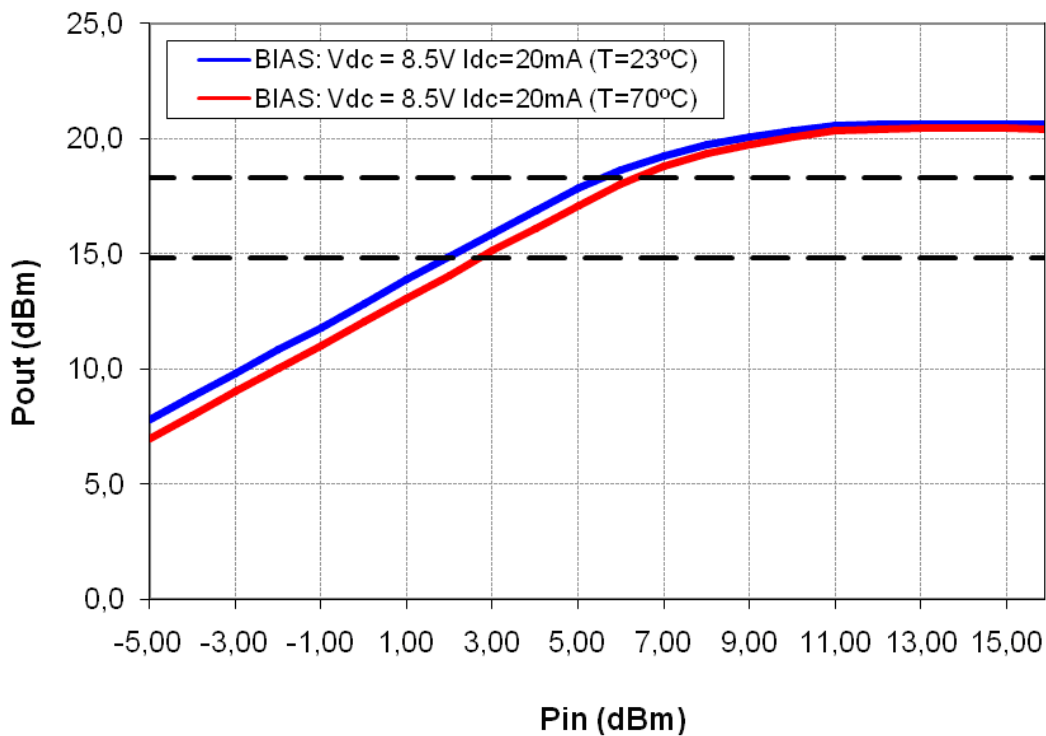


Figura 4.30: Caracterització en potència de l'amplificador. Comparació Tamb i Thot.

Veiem a la Figura 4,30 la caracterització Pin/Pout, on l'etapa més crítica en quant a potència, que serà la segona cadena d'amplificació, és capaç de superar els 20.0dBm de potència a la sortida.

Aquest és un aspecte molt important per a la cadena SSPA, ja que totes les previsions situen les demandes de l'Híbrid de Potència entre aproximadament 15 i 17.5dBm a la seva entrada. Observem en la figura superior la zona delimitada amb línies discontinües i veiem la potència a la sortida supera aquesta finestra

sobradament, tant a temperatura ambient com a 70°C, que en termes d'eficiència en transmissió de potència, representaria el pitjor cas.

La caracterització en potència també inclou la monitorització del consum en tot aquest procés:

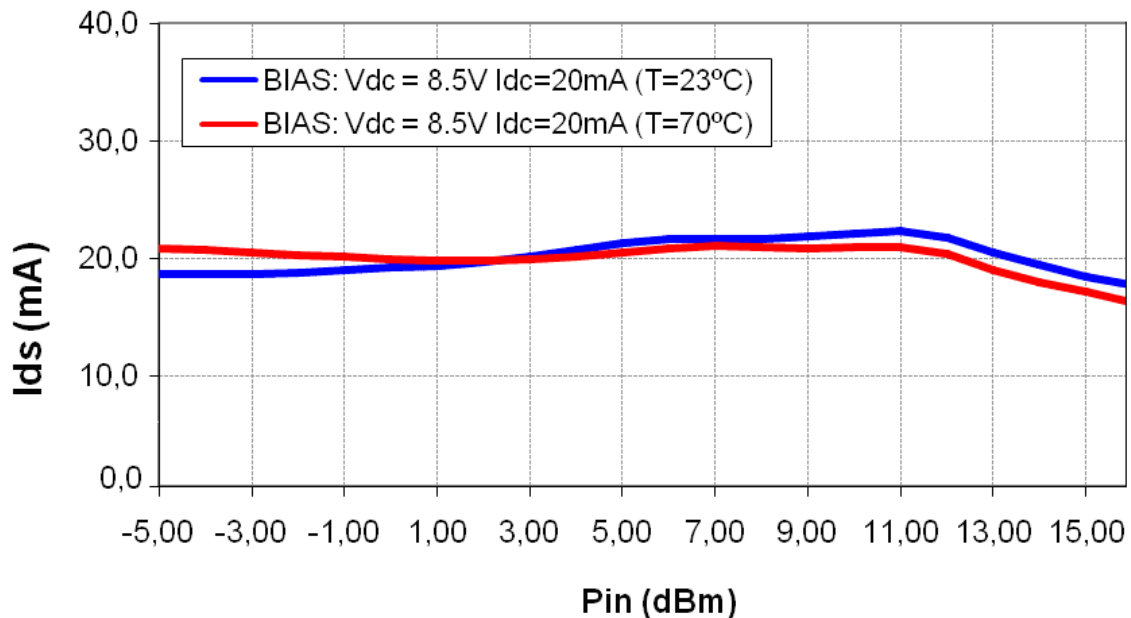


Figura 4.31: Caracterització del consum en potència de l'amplificador a Tamb i Thot.

S'observa que durant l'excursió de Pin des de -5dBm a uns 7dBm el dispositiu consumeix uns 20mA i és capaç de mantenir el guany constant en aproximadament uns 13dB.

A partir dels 10/11dBm a l'entrada el dispositiu satura i Pout es manté lleugerament per sobre dels 20dBm. Els dos transistors estaran, per tant, treballant en zona lineal, encara que a diferents nivells de potència d'entrada i sortida, i prou lluny de la saturació perquè els efectes de la compressió de guany no afectin, així que el guany total de l'etapa amplificadora es pot esperar que sigui el doble del que hem obtingut en aquesta BTF, a voltant dels 25 dB.

Es pot observar com la fluctuació en el consum és poc important dins la zona de treball, inclús podem veure que els efectes del pas de temperatura ambient a 70°C no provoca un canvi ostensible en les prestacions ni en el consum dels transistors.

4.3 Prototipatge

En aquest punt del disseny ja tenim tota la informació dels components per separat junt amb una caracterització completa de tots ells sobre *BTF single*. Això ens permet començar a treballar a dos nivells alhora;

A nivell teòric ja es pot fer un balanç complet de pèrdues i guanys, així com de potències, ja que coneixem el comportament de cada component i també els nivells de potència que hi haurà a l'entrada dels híbrids de Control, i l'òptim a la sortida per facilitar el treball de l'Híbrid de Potència.

És també el moment d'avaluar petits detalls que a nivell de *btf single* no es podien avaluar, com la excursió de la tensió d'atenuació i el seu nivell en estat nominal, o el comportament de l'híbrid en cadascun dels 64 estats.

A nivell físic, i a l'espera de disposar del primer prototip complet de l'Híbrid de Control, ja es pot començar a treballar amb les tres bases de test individuals encadenades.

Tot i presentar més pèrdues, i no tenir un comportament tant precís com en el muntatge real, aquest tipus de proves són útils per validar el disseny, i permeten avaluar el muntatge de manera bastant representativa en aspectes com el desfasament o el balanç de potències.

Aquest estil de prototipatge "modular" facilita alhora les proves amb altres dispositius, com en el cas de la figura inferior, on veiem que la etapa amplificadora es va substituir per una altra diferent, en un moment del projecte en que es van considerar altres opcions en aquesta posició.

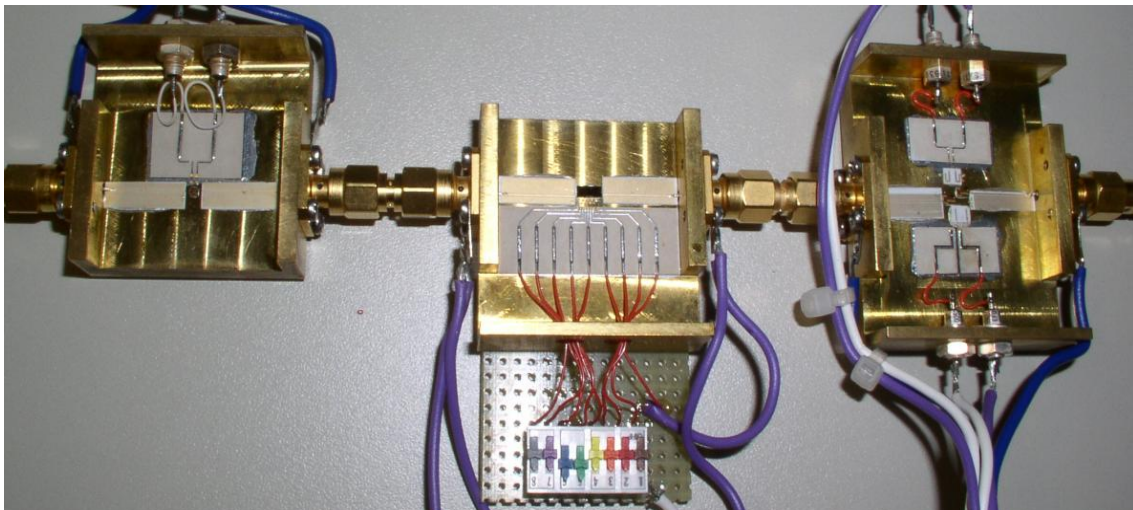


Figura 4.32: Encadenament de les tres bases "single" per validar el disseny. Atenuador, *Phase shifter* i Etapa Amplificadora.

4.4 Configuració definitiva

A la Figura 4.34 i Figura 4.33 apareix la quarta i última versió de l'Híbrid de Control, dissenyada amb tot un estudi al darrere sobre la posició, condicions de treball i ajust de cadascun dels MMIC que la conformen; l'atenuador variable de UMS, un *Phase shifter* d'Ommic i una etapa doble d'amplificació amb dos transistors d'Eudyna.

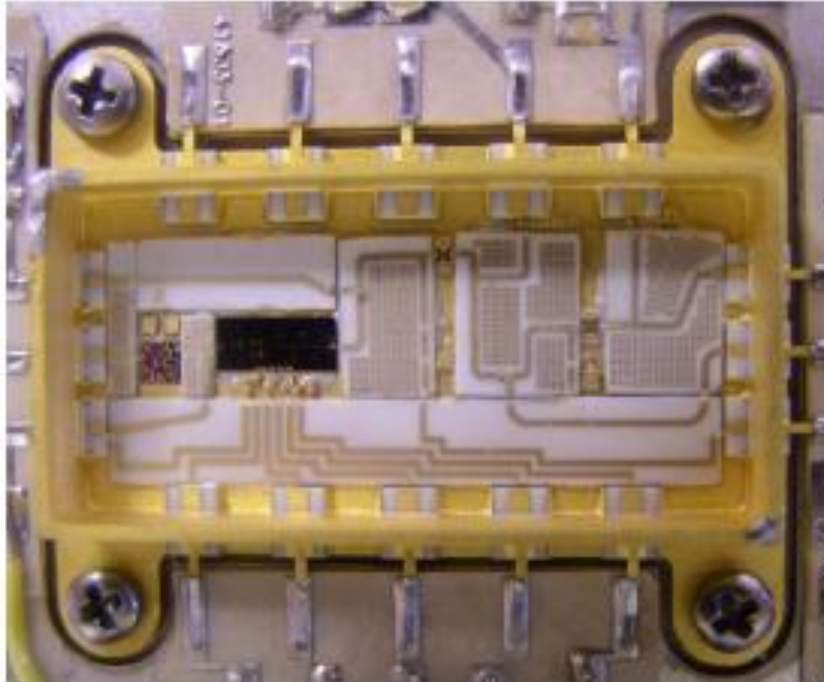


Figura 4.33: fotografia detallada de l'Híbrid de Control

Degut als problemes de les versions segona i tercera de l'Híbrid (veure annexes per més informació), en aquesta s'ha cuidat al màxim la separació entre pistes de *RF*, simulant amb *momentum*³ els possibles acoblaments o interferències indesitjades dins el *package*.

Veurem dins d'aquesta versió un fet important per a l'ajust dels MMIC dins de l'Híbrid un cop muntat; les línies auxiliars de mesura. Per ajustar i/o conèixer el comportament individual dels quatre MMIC de l'Híbrid, la única manera és tenir accés a peu de cadascun d'ells en solitari, i entendre'n així l'aportació al funcionament global. Aquest procés implica aprofitar al màxim les possibilitats que ofereix el *package* utilitzat i la tecnologia emprada

³ Momentum: Simulador de 2.5 dimensions (estructures planes amb formes senzilles, també en elevació) que permet fer anàlisis electromagnètics. Molt útil per simular acoblaments entre pistes o parts passives dels circuits microstrip, especialment en dissenys en altes freqüències com ara banda X.

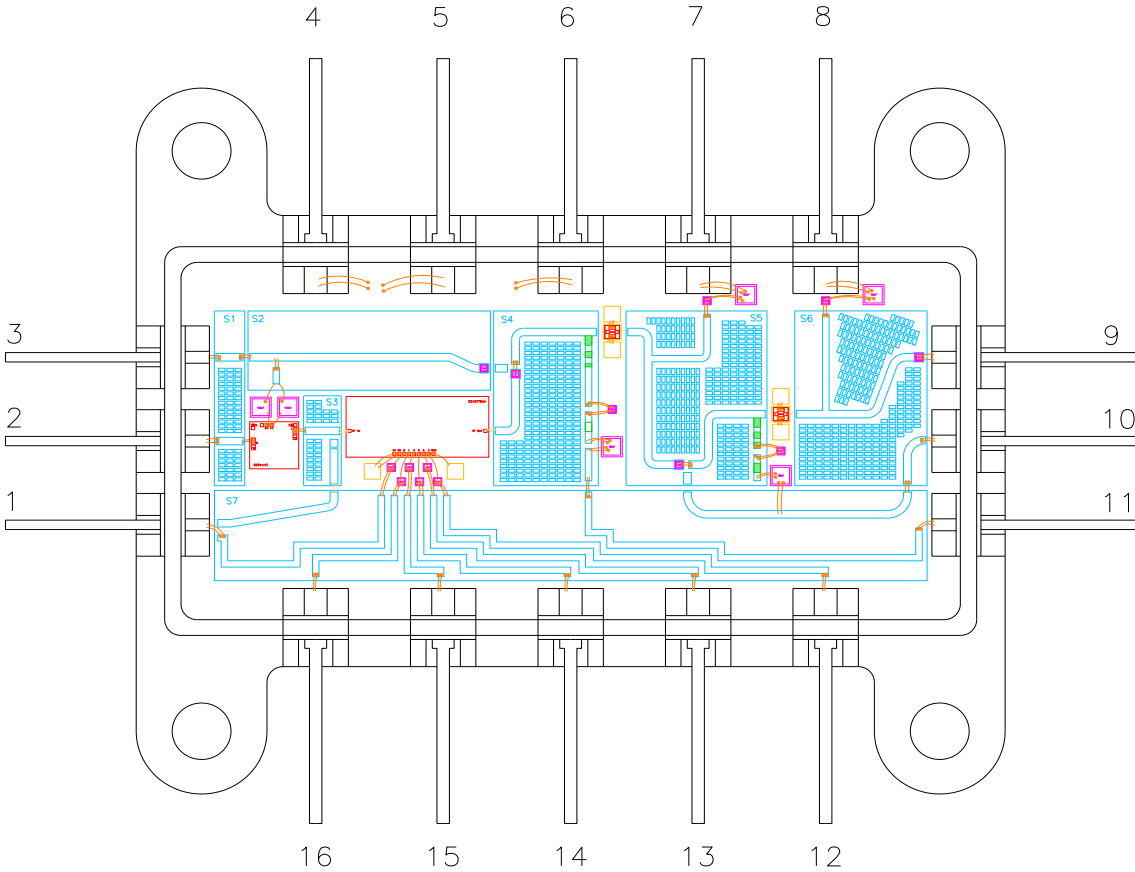


Figura 4.34: Layout de la versió definitiva de l'Híbrid de Control amb el *pinout* nominal.

Taula 4.5: *Pinout* en la configuració nominal de l'Híbrid de Control.

PIN	FUNCIÓ	DESCRIPCIÓ
1	BIT 2	Control del segon bit del Phase Shifter
2	RF INPUT	Entrada nominal de RF a l'Híbrid de Control
3	V _{ATT}	Control de la tensió d'atenuació
4	-	Pin no utilitzat
5	-	Pin no utilitzat
6	-	Pin no utilitzat
7	V _{DRAIN} transistor 1	Tensió de drenador del primer transistor
8	V _{DRAIN} transisitor 2	Tensió de drenador del primer transistor
9	RF OUTPUT	Sortida nominal de RF a l'Híbrid de Control
10	V _{GATE} transistor 1	Tensió de porta-drenador del primer transistor
11	V _{GATE} transistor 2	Tensió de drenador del primer transistor
12	BIT 3	Control del tercer bit del Phase Shifter
13	BIT 6	Control del sisè bit del Phase Shifter
14	BIT 5	Control del cinquè bit del Phase Shifter
15	BIT 4	Control del quart bit del Phase Shifter
16	BIT 1	Control del primer bit del Phase Shifter

4.5 *Tuning* i ajustos

L'objectiu d'aquesta última etapa d'ajust és demostrar que el comportament dels components per separat dins del *package* és el mateix que s'havia demostrat mitjançant les bases de test individuals.

Com s'ha comentat, per facilitar aquesta tasca, en el disseny del *Layout* s'inclouen línies auxiliars que permeten l'accés a cadascun dels components i que en la configuració nominal del dispositiu no estan actives i no afecten al funcionament.

La única limitació és el propi *package* que s'utilitza. El fet de disposar de només sis pots d'entrada i sortida de *RF* complica el disseny en quant a espai i a possibles acoblaments. Cal recordar que en aquest tipus de *packages* es poden utilitzar com a línies de tensió totes les pots del dispositiu, però només és possible utilitzar com a pots de *RF* les sis pots laterals (tres a banda i banda). Per aquest motiu només les línies laterals poden ser carregades amb 50Ω en els connectors SMA.

En aquest apartat es mostren les configuracions auxiliars per a cada MMIC i alguna mesura que il·lustra de manera ràpida que el funcionament de tots ells és l'esperat. Sobre el *Layout* del dispositiu s'ha deixat en color només la part activa en la mesura auxiliar.

Per facilitar la mesura i el *tuning* de l'Híbrid s'han dissenyat dos tipus de *Jigs*, un de *tuning* i un de test, ambdós es descriuen en l'Annex 8.1. La primera base es destina a fer l'ajust dels MMIC que hi ha dins l'Híbrid, ja que facilita la utilització de les línies auxiliars de mesura. Un cop ajustat, i per a la mesura final del dispositiu, es farà servir el *Jig* de Test.

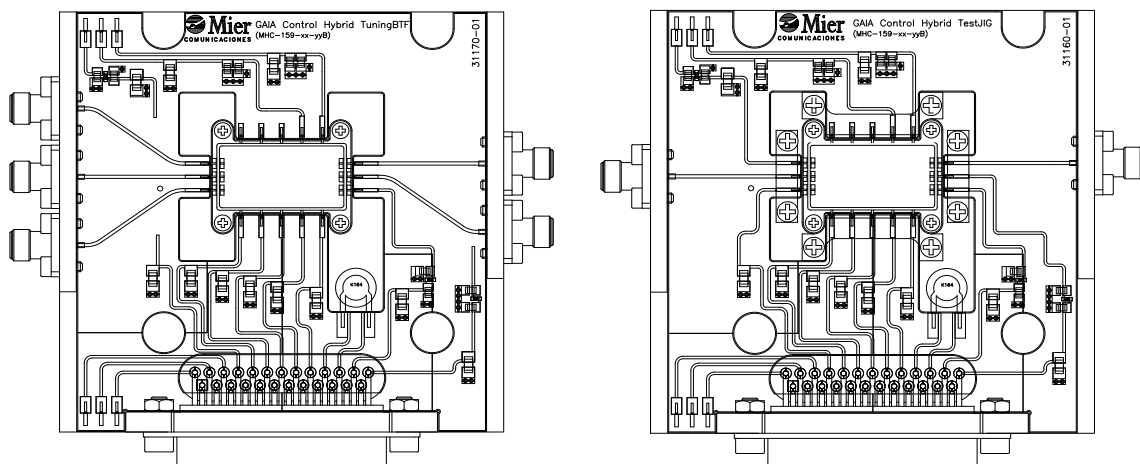


Figura 4.35: C.H.Tuning Jig (esquerra) i C.H.Test Jig (esquerra).

4.5.1.1 **Atenuador Variable**

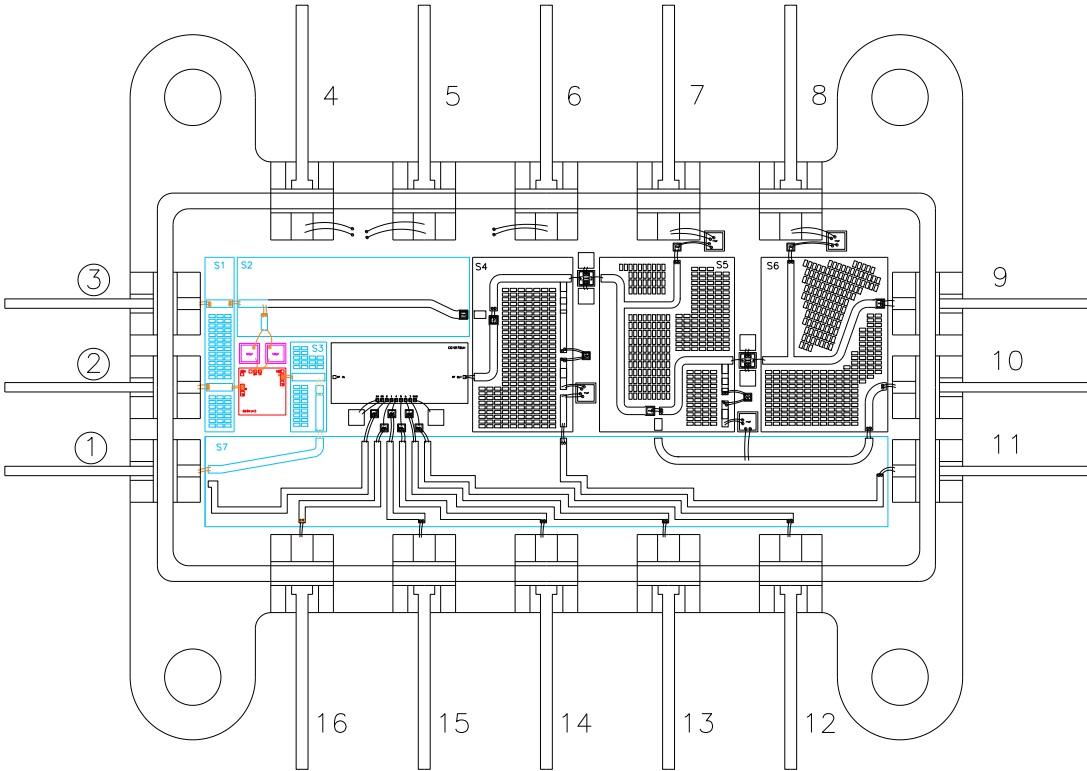


Figura 4.36: Subcircuit d'ajust i mesura de l'Atenuador Variable dins l'H.C.

Taula 4.6: *Pinout* en la configuració del Subcircuit de mesura de l'Atenuador Variable.

PIN	FUNCIÓ	DESCRIPCIÓ
1	(BIT 2) RF OUTPUT	Sortida de RF en el Subcircuit d'atenuació
2	RF INPUT	Entrada de RF en el Subcircuit d'atenuació
3	V _{ATT}	Control de la tensió d'atenuació

Per verificar el funcionament de l'atenuador aïllat, la tensió de control (V_{ATT}) i l'entrada de *RF* es prenen de manera nominal. Per a la sortida de *RF* s'utilitza una línia auxiliar que en condicions nominals es destina al control de la fase .

La tensió d'atenuació entra al *package* per una pota de *RF*, (la pista és lleugerament més ampla perquè posteriorment s'utilitzarà en una mesura auxiliar del *Phase shifter* o els transistors). Aquesta es connecta directament als condensadors previs al MMIC atenuador.

Pel que fa a la sortida en aquesta configuració s'utilitza la pota del *package* que en configuració nominal ocupa el Bit 2 del *Phase shifter*. Aquest tram auxiliar presenta unes pèrdues de 0.51dB i en configuració nominal queda "morta", sense connectar.

Considerant que el dispositiu atenua 0.5dB més que en les condicions de treball degut a la línia auxiliar, es fa servir aquesta configuració per ajustar-lo fins que s'obtenen les prestacions demostrades en el prototip.

El comportament del dispositiu és el que s'esperava: observem com en el rang de treball el dispositiu es comporta de manera perfectament lineal i les seves adaptacions d'entrada i sortida són correctes.

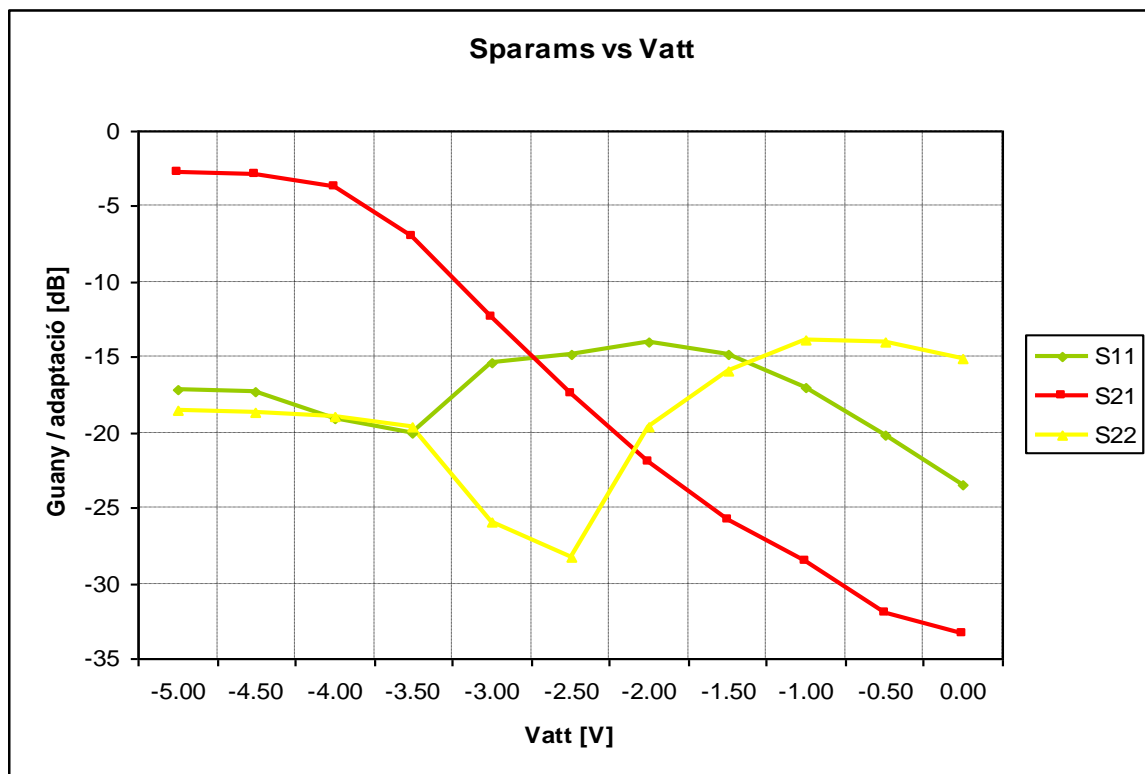


Figura 4.37: Comportament del *Phase shifter* dins el *package*.

S'observa a la figura anterior com l'atenuació a partir de $V_{ATT} = -2.0V$ és superior als 20dB. Si bé no hi ha limitació inferior, en valor absolut, per a V_{ATT} (recordem que en canvi no es pot utilitzar per sobre de -3.0V) observem que en poques ocasions serà necessitarà més atenuació que aquesta (el guany de l'Híbrid a $V_{ATT} = -2.0V$ és d'uns -4dB), així que es pot considerar (i així es farà a partir d'ara) el rang nominal de treball de V_{ATT} es considerarà entre -3.0V i -2.0V, tot i que el rang real podrà anar des de -3.0V a 0V

4.5.1.2 **Phase shifter**

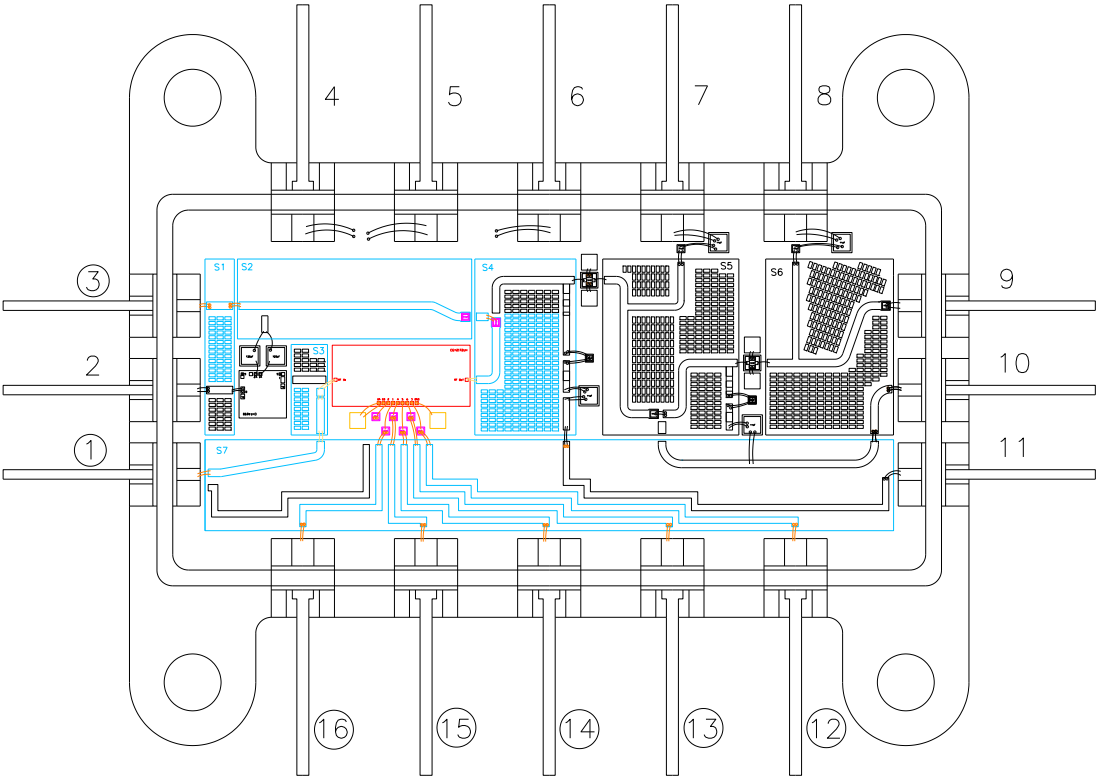


Figura 4.38: Subcircuit d’ajust i mesura del *Phase Shifter* dins l’Híbrid de Control.

Taula 4.7: *Pinout* en la configuració del subcircuit de mesura del Phase Shifter.

PIN	FUNCIÓ	DESCRIPCIÓ
1	(BIT 2) <i>RF</i> INPUT	Entrada de <i>RF</i> en el Subcircuit de desfasament.
3	(V_{ATT}) <i>RF</i> OUTPUT	Sortida de <i>RF</i> en el Subcircuit de desfasament.
12	V_{ATT}	Control de la tensió d’atenuació.
13	BIT 3	Control del tercer bit del Phase Shifter.
14	BIT 6	Control del sisè bit del Phase Shifter.
15	BIT 5	Control del cinquè bit del Phase Shifter.
16	BIT 4	Control del quart bit del Phase Shifter.
17	BIT 1	Control del primer bit del Phase Shifter.

Es pot observar en la Figura 4.38 com en la configuració que serveix per verificar el funcionament del *Phase shifter* s'aprofiten les mateixes línies que en l'atenuador variable.

Com a entrada de *RF* es pren el que abans era la sortida de l'atenuador, però saltant directament de la pista auxiliar al MMIC sense passar per la pista principal per evitar un efecte de *stub* indesitjat. Les pèrdues de la línia auxiliar són de 0.51dB.

Per a l'entrada de *RF* s'utilitza la línia de V_{ATT} que ja s'ha previst que sigui una mica més ampla (50Ω) per treballar amb DC o *RF* sense problemes. Aquesta línia auxiliar arriba fins a la pista que separa el *Phase shifter* i el primer transistor, de manera que en aquest cas es fa servir com a sortida del desfasador. Les pèrdues de la línia auxiliar són de 0.53dB, això implica unes pèrdues totals d'1dB acumulades en les línies auxiliars.

Pel que fa als sis bits de control de fase funcionen sempre de manera nominal, però amb una excepció. Com hem vist, el primer bit del MMIC, el Bit 2, no pot ser controlat amb una pista independent com els altres perquè la seva sortida del *package* la ocupa l'entrada auxiliar de *RF*. La solució és prescindir momentàniament d'aquest bit o connectar-lo a la tensió desitjada a cada moment (a massa o a algun bit actiu). Com que la finalitat d'aquest tipus de proves es simplement verificar el comportament, en el *Phase Shifter* aquest fet no suposa cap entrebanc.

Al comparar la Figura 4.39 amb la Figura 4.27 s'observa com el comportament del dispositiu en fase és l'esperat, i que les pèrdues d'inserció són també les prototipades.

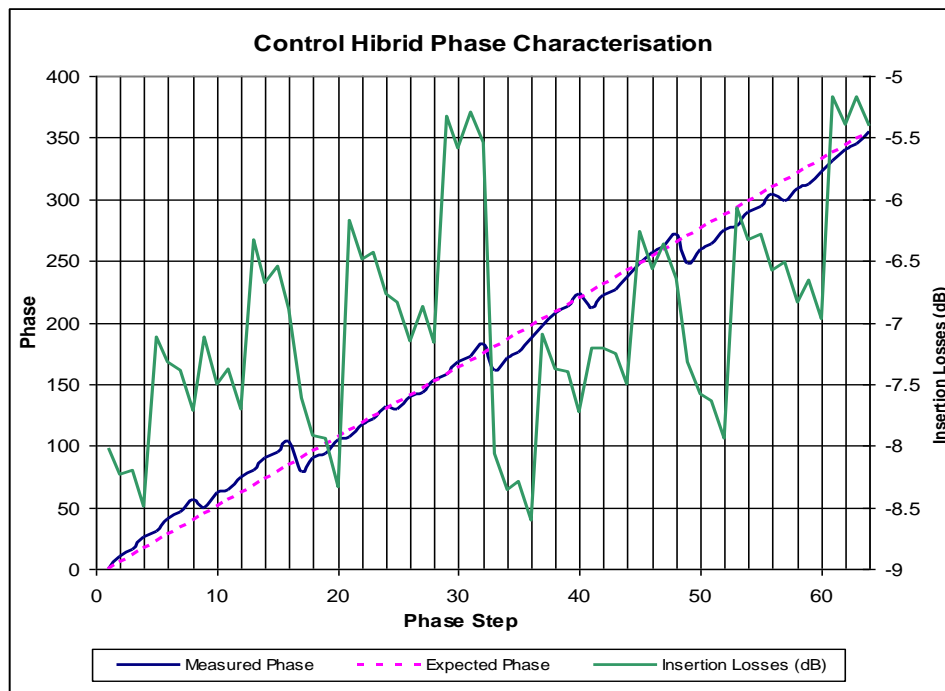


Figura 4.39: Comportament del *Phase shifter* dins de l'híbrid.

4.5.1.3 Etapa Amplificadora

El procediment seguit en l'etapa amplificadora és l'adaptació per separat dels dos transistors i després l'ajust definitiu amb la cadena completa. D'aquesta manera es pot assegurar quin és el punt de treball per a cada dispositiu individualment, alhora que entenem quina és la contribució i efectes que aporten cadascun d'ells al funcionament global.

Així mateix ho veurem en aquest apartat, en el que es presenta primer cada transistor per separat, i un cop ajustats, es passa a verificar si és necessari o no rectificar l'ajust quan es connecta tota l'etapa de guany.

En el cas concret dels transistors l'ajust és significativament més difícil que en els altres components. Factors com la llargada de les pistes, les toleràncies, les diferències entre els *bondings* i les pròpies alúmines, fan que l'ajust pugui ser lleugerament diferent al que s'havia trobat en la base de test. Inclús es pot donar la possibilitat de que variï d'un transistor a l'altre tot i ser el mateix dispositiu.

Cal comentar per últim que en l'ajust d'aquests dispositius es busca el màxim guany possible calculat per simulació amb les dades de la BTF *single*, i que és d'aproximadament 13.3dB.

4.5.1.3.1 Primer amplificador

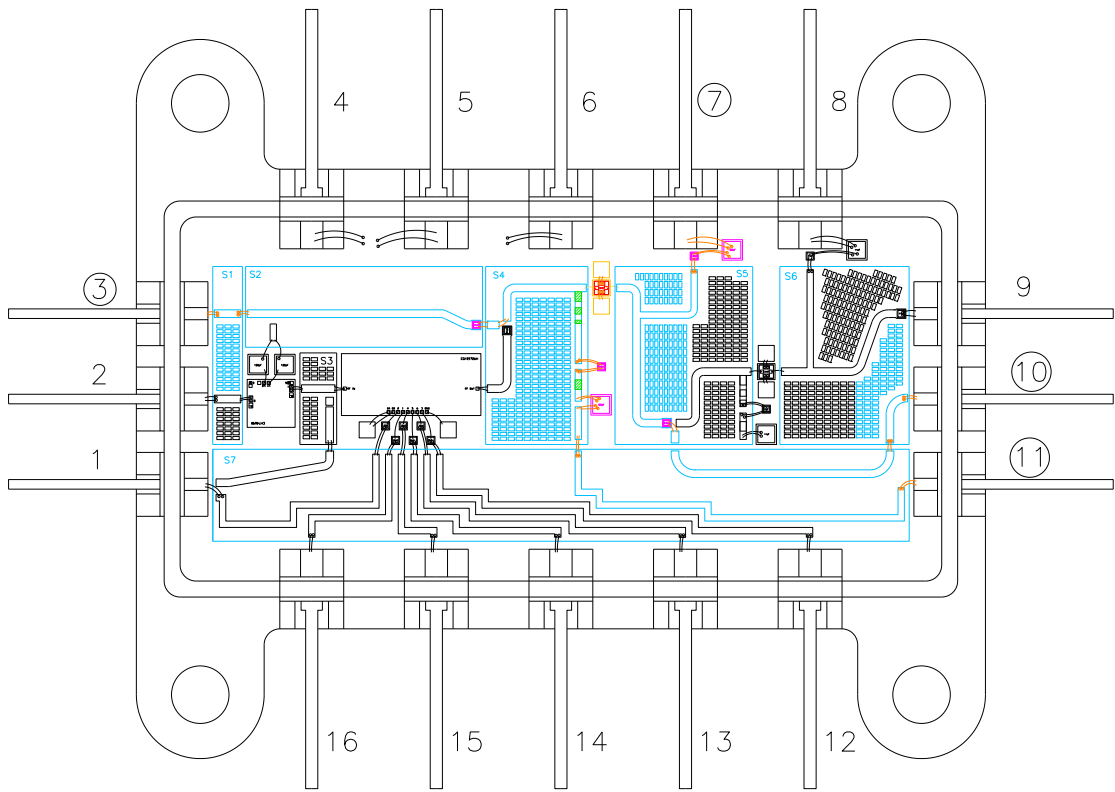


Figura 4.40: Subcircuit d’ajust i mesura del primer Amplificador dins l’H.C.

Taula 4.8: Pinout en la configuració del subcircuit de mesura del primer Amplificador.

PIN	FUNCIÓ	DESCRIPCIÓ
3	(BIT 2) RF INPUT	Entrada de RF en el Subcircuit del primer amplificador.
7	V_{DRAIN} transistor 1	Tensió de drenador del primer transistor
10	(V_{GATE} transistor 2) RF OUTPUT	Sortida de RF en el subcircuit del primer amplificador
11	V_{GATE} transistor 1	Tensió de porta del primer transistor

L'única part d'aquesta configuració auxiliar que treballa de manera igual que en la nominal és el *biasing* del transistor, ja que tant la porta com el drenador es polaritzen per la pota del *package* que els correspon.

La línia auxiliar d'entrada és la mateixa que s'utilitzava en la sortida del *Phase shifter* i que presenta 0.53 dB de pèrdues d'inserció.

Per a la sortida de *RF* del *package* s'utilitza una altra línia auxiliar. És en realitat la pista que en configuració nominal polaritza la porta del segon transistor, que és una mica més ampla amb aquesta finalitat. Presenta 0.55dB de pèrdues d'inserció.

Observem que els condensadors que desacoblen els dispositius en la configuració nominal s'aprofiten per fer el salt a les línies auxiliars de manera que no s'estressi la pròpia línia principal pel fet d'acumular-hi canvis a sobre.

Un cop finalitzat el *tuning* s'aconsegueix el guany que es veu a la Figura 4.41. Recordem que en l'hipotètic cas que s'aconseguís un ajust que reduís al mínim les pèrdues per retorn en els dos ports, el guany que s'aconseguiria seria d'uns 13.5dB. En la mesura indirecta, sense menysprear les pèrdues per desajust i tenint en compte les pèrdues de les pròpies línies auxiliars de mesura, el guany d'aquesta etapa és de 12.58dB.

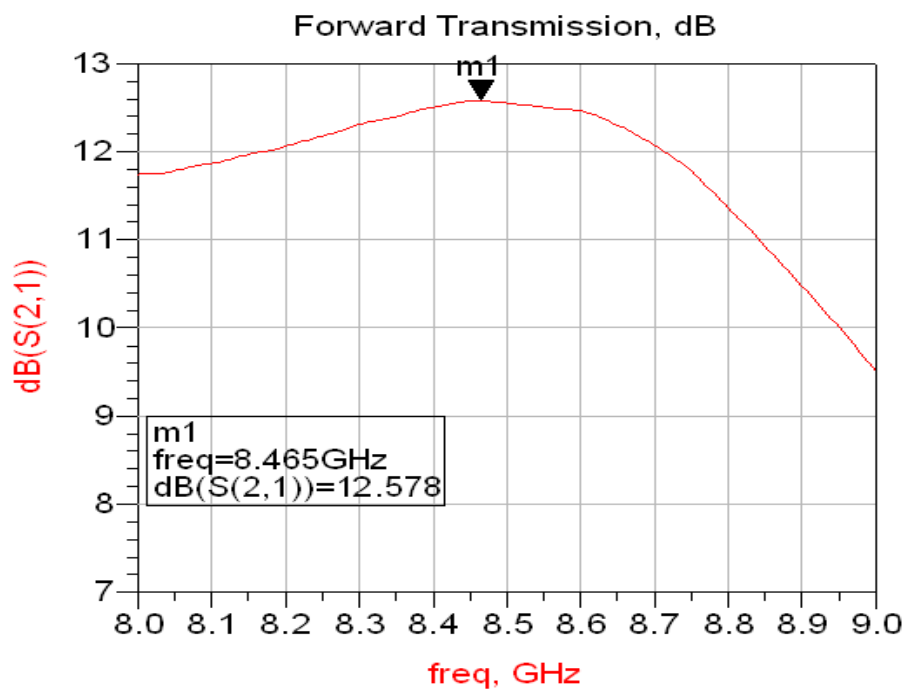


Figura 4.41: Guany en el primer transistor dins de l'Híbrid

4.5.1.3.2 Segon amplificador

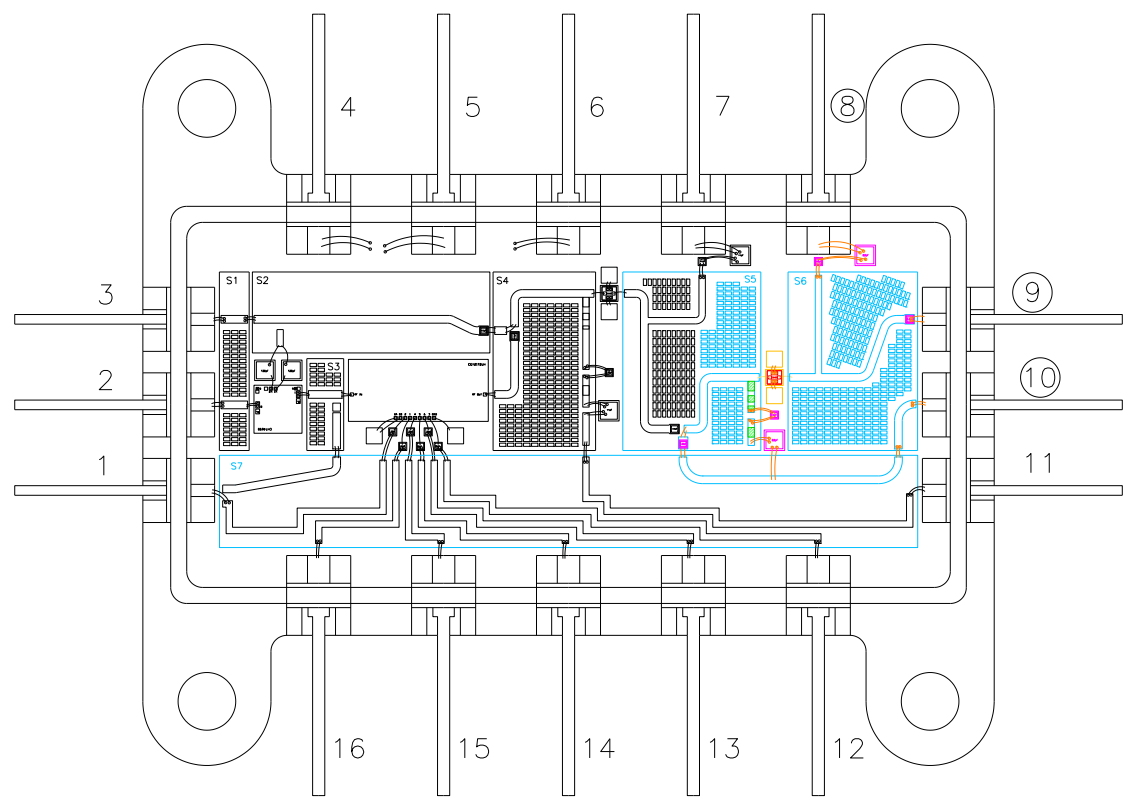


Figura 4.42: Subcircuit d’ajust i mesura del segon Amplificador dins l’H.C.

Taula 4.9: Pinout en la configuració del Subcircuit de mesura del segon Amplificador.

PIN	FUNCIÓ	DESCRIPCIÓ
8	V_{DRAIN} transistor 2	Tensió de drenador del segon transistor.
9	$RF OUTPUT$	(Sortida nominal de l’Híbrid). Sortida de RF en el subcircuit del segon amplificador.
10	V_{GATE} transistor 2 i $RF INPUT$	Tensió de porta del segon transistor / Entrada de RF al subcircuit del segon amplificador

Igual que s'ha fet al primer transistor, mesurarem el segon de manera individual per verificar-ne l'ajust i el guany.

Al ser l'últim dispositiu de la cadena, es pot utilitzar la pròpia sortida de *RF* nominal per aquest segon transistor. Passa el mateix amb la polarització del drenador, que no presenta dificultats per ser utilitzat en configuració nominal.

Observem que en aquest cas el reduït espai dins el *package* obliga a utilitzar la mateixa línia d'entrada de *RF* per transportar contínua i d'aquesta manera polaritzar la porta del transistor. Aquesta és una opció que ofereixen la majoria de VNA/PNA, que disposen d'una entrada de DC amb aquesta finalitat en els dos ports del dispositiu. Així, a part del senyal dins la banda on l'instrument estigui calibrat, també introduïm una tensió contínua.

Veurem que els stubs necessaris en l'adaptació no són idèntics als del primer transistor, sobretot a la sortida, però tant l'ajust com el guany aconseguït són els que s'esperaven.

Com en el cas anterior, l'efecte de les línies auxiliars en el guany i el petit desacoblament que introdueixen respecte l'ideal fan que el guany mesurat sigui d'aproximadament 12.5dB, però seguim verificant un guany disponible superior als 13 dB amb eines com el MaxGain d'ADS.

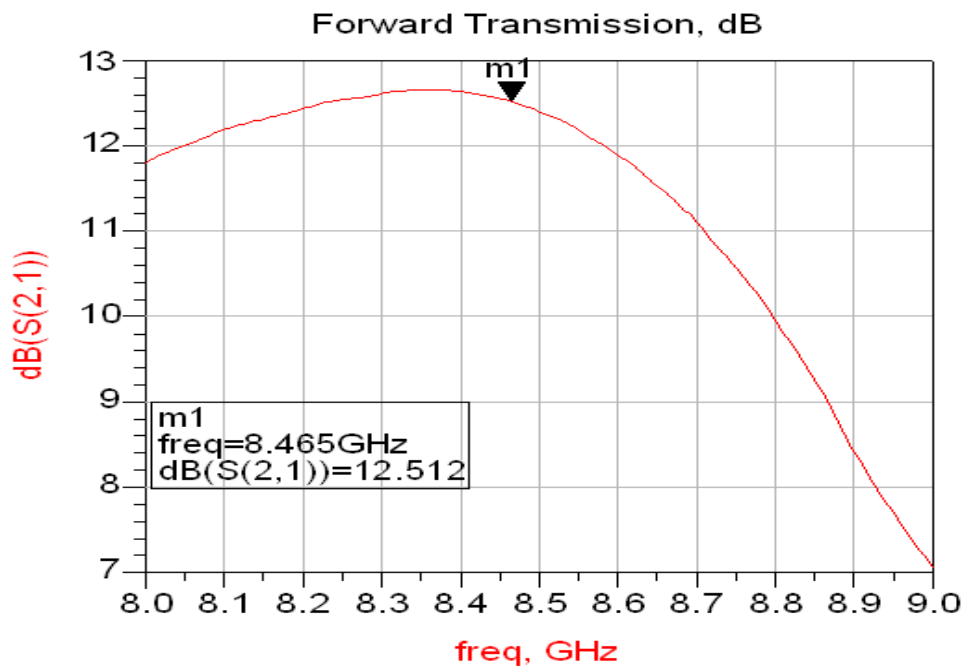


Figura 4.43: Guany del segon transistor dins de l'Híbrid

4.5.1.3.3 Doble etapa amplificadora

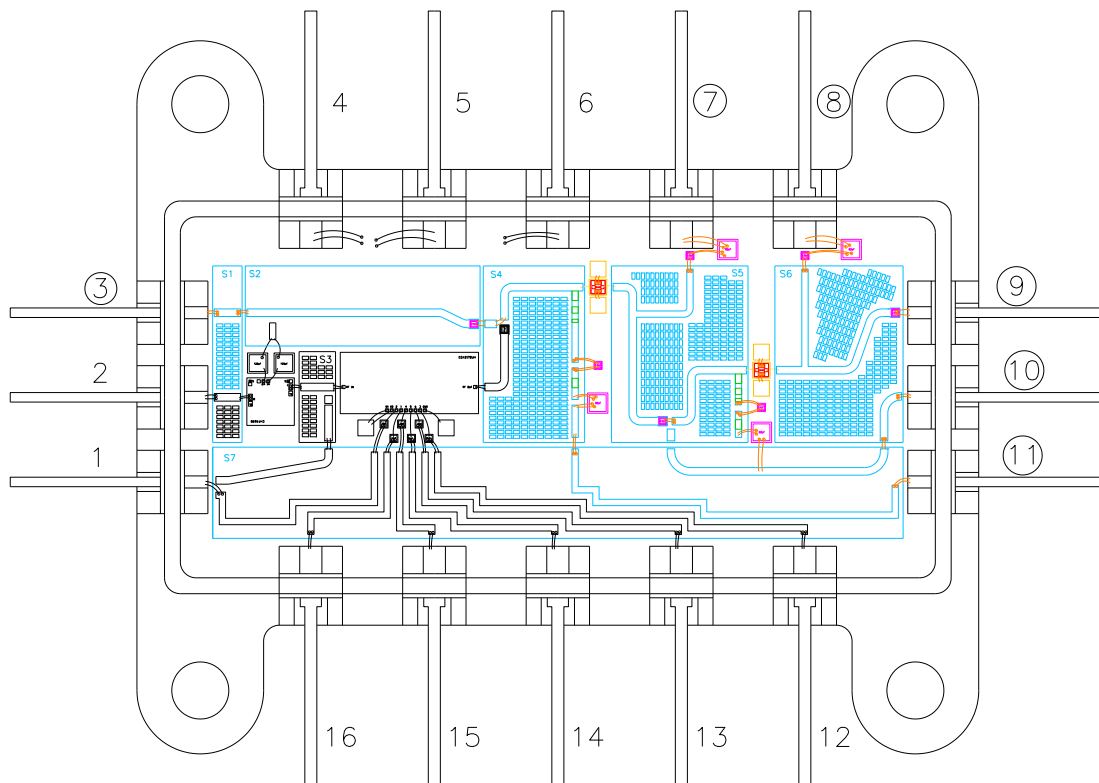


Figura 4.44: Subcircuit d'ajust i mesura de l'Etapa Amplificadora dins l'H.C.

Taula 4.10: *Pinout* en la configuració del subcircuit de mesura del segon Amplificador.

PIN	FUNCIÓ	DESCRIPCIÓ
3	(V_{ATT}) RF INPUT	Entrada de RF al subcircuit Amplificador
7	V_{DRAIN} transistor 1	Tensió de drenador del primer transistor.
8	V_{DRAIN} transistor 2	Tensió de drenador del segon transistor.
9	RF OUTPUT	(Sortida nominal de l'Híbrid). Sortida de RF en el subcircuit Amplificador .
10	V_{GATE} transistor 2	Tensió de porta del segon transistor.
11	V_{GATE} transistor 1	Tensió de porta del primer transistor.

Un cop verificat cada transistor per separat es passa a ajuntar-los i a treballar amb tota la cadena d'amplificació. Per unir els dos transistors completant l'etapa de guany es pot utilitzar el *biasing* nominal en ambdós. La sortida de RF és també la nominal mentre que per accedir-hi utilitzem la mateixa línia de 0.53dB de pèrdues que ens permetia també accedir al primer transistor en configuració auxiliar.

Es verifica que al unir els dos dispositius l'ajust als extrems no ha variat significativament respecte a les configuracions individuals. De la mesura del guany es pot extreure que també els ajustos interns segueixen sent òptims perquè el comportament global s'aproxima a la suma del dos en solitari. Observem aquest efecte al comparar els guanys de la figura inferior (24.7dB) amb la suma dels que apareixen en la Figura 4.41 i la Figura 4.43 (12.58dB+12.51dB), no gaire lluny del guany màxim sense desadaptacions que ens facilita la eina "Maxgain", que és de 25.6dB.

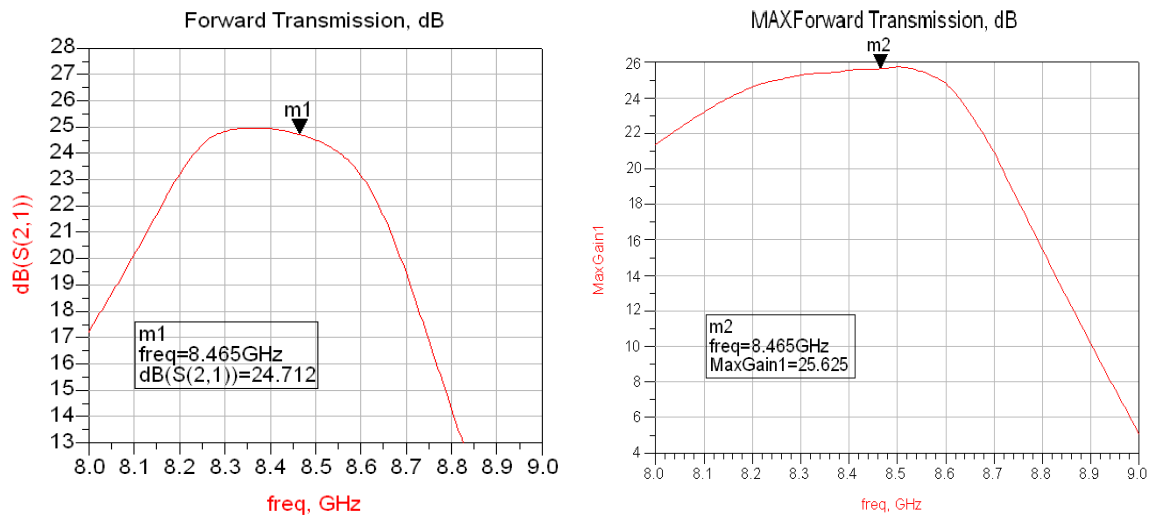


Figura 4.45: Guany total i Màxim Guany Assolible en l'Etapa Amplificadora.

Es verifica, un cop ajustada la cadena d'amplificació, que els ajustos d'entrada i sortida d'aquesta etapa presenten valors correctes i que no hi ha problemes deguts a la estabilitat del sistema.

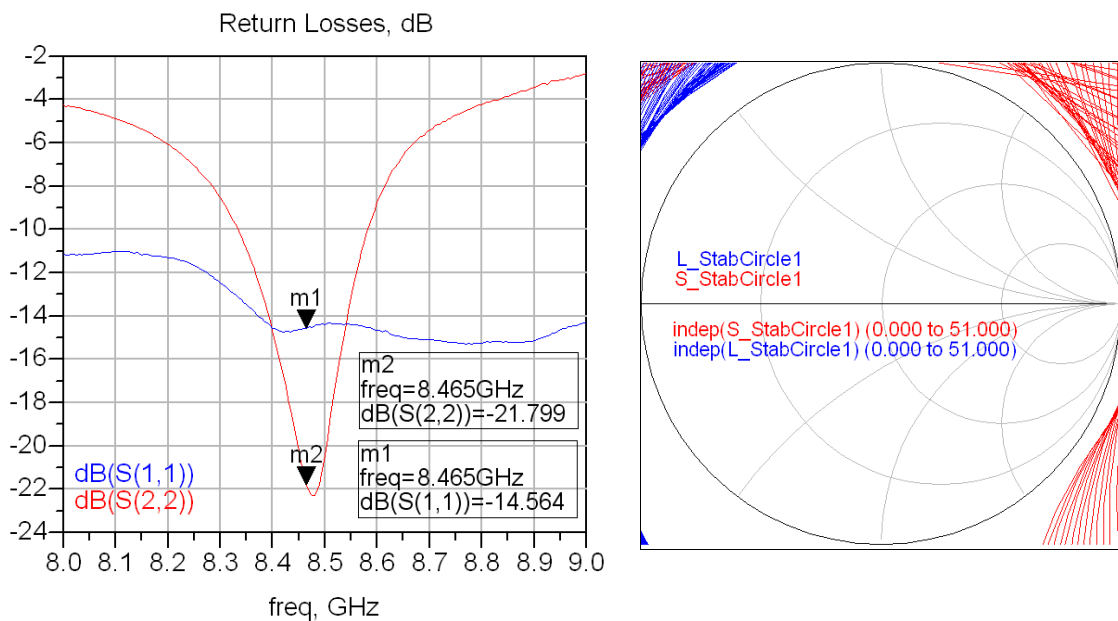


Figura 4.46: Adaptacions i estabilitat en l'Etapa Amplificadora dins de l'Híbrid.

4.6 Ajust definitiu

Amb tots els MMIC dins de l'híbrid ajustats individualment i en condicions òptimes, el següent pas és connectar tota la cadena i verificar-ne el funcionament.

La verificació prèvia als tests es fa en termes funcionals, és a dir, es comprova el funcionament del desfasador, de l'atenuador i el guany de la cadena, i es certifica que les adaptacions no es perden sigui quin sigui l'estat de fase i/o atenuació.

El punt crític en el moment d'unir els camins de *RF* es troba a l'entrada de l'etapa amplificadora. Com s'ha vist, l'entrada del subcircuit amplificador es canvia i es pren directament la sortida del *Phase Shifter* com es mostrava en l'esquema de la Figura 4.34, connectant tot l'Híbrid de manera nominal.

Degut a aquest canvi, les pèrdues per retorn a l'entrada de l'etapa amplificadora es veuran lleugerament modificades i les prestacions (especialment en guany) de la mesura no seran exactament la suma de les individuals. Així doncs, és necessari un últim ajust en unes condicions una mica especials.

Tot i ser aquest un ajust a cegues, ja que no es té visibilitat directa de la zona que s'ajusta, el coneixement exhaustiu de cadascuna de les tres etapes de l'Híbrid permet no tan sols identificar les possibles fonts de desajust, sinó també entendre com afecta cada canvi als MMIC localment i al funcionament global.

Es pren com a objectiu d'aquest reajust fer que el guany de la cadena sigui el més semblant a la suma de pèrdues i guanys de tota la cadena en condicions nominals. És a dir, de la mesura en solitari de l'atenuador amb $V_{ATT\ NOM}=2.5V$ considerem que l'atenuació són uns 17dB (Figura 4.37), i sabem que el Phase Shifter en l'estat de referència presenta unes pèrdues d'inserció d'aproximadament 8dB (Figura 4.39).

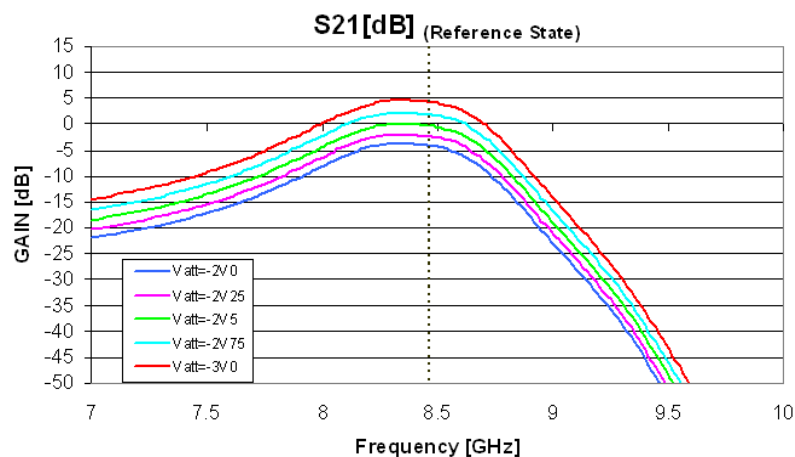


Figura 4.47:Guany de l'Híbrid per diferents valors de V_{ATT} .

Tenint en compte que el guany màxim que podem assolir en la cadena d'amplificació és d'uns 25dB, i les pèrdues dels camins de *RF*, podríem situar el *target* de *tuning* al voltant de 0dB per a tota la cadena comptant amb les dispersions de cada MMIC.

Una mesura com la de la Figura 4.47 serveix per donar per ajustat l'Híbrid definitivament. Com es pot veure, en condicions nominals d'atenuació i fase el guany total es correspon amb el que es preveia en el balanç de pèrdues i guanys de la cadena (traça central), i alhora ens permet fer una estimació del funcionament de l'Atenuador. Veiem també en aquesta figura com el guany varia ± 5 dB en funció del valor de V_{ATT} entre -2.0V i -3.0V.

L'últim aspecte a tenir en compte per donar per acabat el *tuning* són les pèrdues per retorn. Amb la mateixa filosofia que en el cas anterior, es mesura l'adaptació a l'entrada i sortida de l'Híbrid i es comprova que no es perden prestacions sigui quin sigui l'estat de fase del Phase Shifter.

Es mostra en la Figura 4.48 com al concloure el *tuning* s'aconsegueix una bona adaptació a l'entrada i a la sortida de l'Híbrid en cadascun dels 64 estats del *Phase shifter*, en ambdós casos les pèrdues per retorn són inferiors als 15dB sigui quin sigui l'estat.

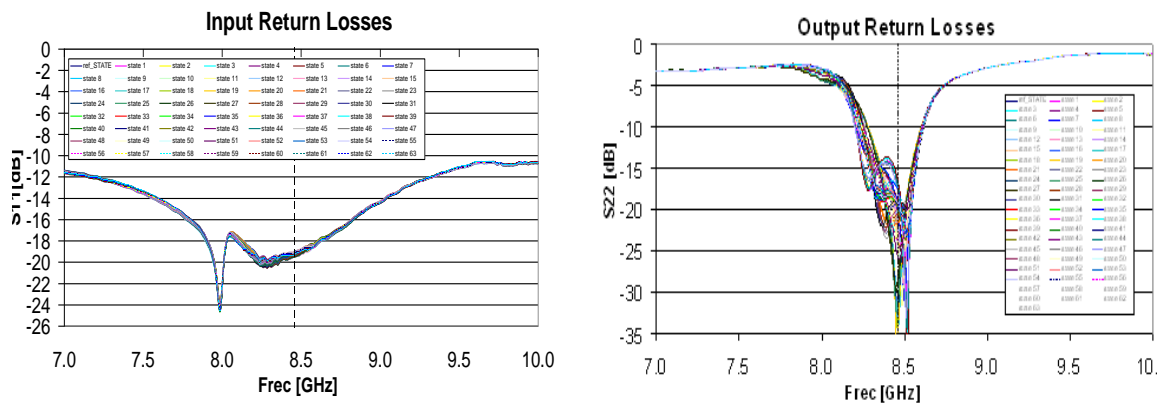


Figura 4.48: Adaptació d'entrada i sortida als 64 estats després del *tuning* definitiu.

5 Mesura i Caracterització

En el capítol de mesures es mostra el comportament de l'Híbrid de Control en aquells aspectes més representatius del disseny.

5.1 Mesura i Caracterització

Finalitzada l'etapa de disseny, tenim a la nostra disposició un híbrid del qual en coneixem al detall el comportament dels elements que el conformen i el funcionament global al ser units.

En aquest punt, l'Híbrid de Control es sotmet a la fase de test seguint el *test plan* acordat amb el client, on s'especifica el tipus de mesura i les condicions en que es realitza. Així es caracteritza el dispositiu de manera extensiva, ja que un cop tinguem el muntatge de la cadena final de l'SSPA, aquesta informació serà imprescindible per extreure'n de manera indirecta el seu funcionament.

En el cas de l'Híbrid de Control aquestes mesures són nombroses degut al gran nombre de configuracions possibles, i com a conseqüència, d'estats en els que s'ha de testejar, però es poden englobar en tres grans grups; comportament en Fase, comportament en Amplitud i comportament en Gran Senyal.

Els dos primers són intrínsecs al disseny, com s'ha comentat en els capítols introductoris, el comportament en fase i amplitud tindrà un impacte directe sobre el comportament de l'antena activa, de manera que és important fer-ne una caracterització molt detallada.

Al formar part d'un SSPA, serà molt important fer també una bona caracterització en potència, ja que un dels principals requeriments (així es mostrava a la taula 2.3), és garantir un mínim de potència a la sortida de l'Híbrid de Control (entrada del de Potència).

Per últim, per donar una visió més global de les prestacions que ofereix aquest dispositiu, s'afegeix també un apartat anomenat "repetibilitat i robustesa del disseny". Recordem que el projecte GAIA inclou 28 Híbrids de Control treballant en paral·lel i és de vital importància que el comportament dels híbrids sigui el més semblant possible entre ells.

Per completar les dades que es donen en aquest capítol, s'utilitzaran també algunes mesures en temperatura ⁽⁴⁾, així s'indicarà en les gràfiques que es presentin, on podrem veure representats els grups de mesures preses a temperatura ambient, temperatura mínima (*cold*) i temperatura màxima (*hot*), equivalents a +25°C, -20°C i +70°C respectivament.

⁴ En el *test plan* de GAIA i com a referència durant tot el document, es consideren les temperatures de mesura principals; Temperatura més baixa; Tcold=-20°C, Temperatura ambient; Tamb=22-25°C, Temperatura més alta; Thot= 65-70°C

5.1.1 Adaptacions

L'adaptació a l'entrada i sortida de l'Híbrid ha d'estar garantida per qualsevol estat possible de fase, atenuació o temperatura en que es pugui trobar.

Fins aquest punt s'ha demostrat que en cap de les condicions internes de l'Híbrid (d'atenuació o fase) es perden prestacions en quant a pèrdues per retorn en algun dels ports. És moment de comprovar que el fet de variar-ne les condicions externes tampoc el fa susceptible de tenir pèrdues per retorn no desitjades.

Així ho veiem a la Figura 5.1, on es mostra l'adaptació a temperatura ambient i en les dues temperatures límit. Cadascun dels grups de traces de la figura inferior correspon als estats cardinals de fase als tres estats més representatius d'atenuació; $V_{ATT} = -3.0V$, $-2.5V$ (nominal) i $-2.0V$

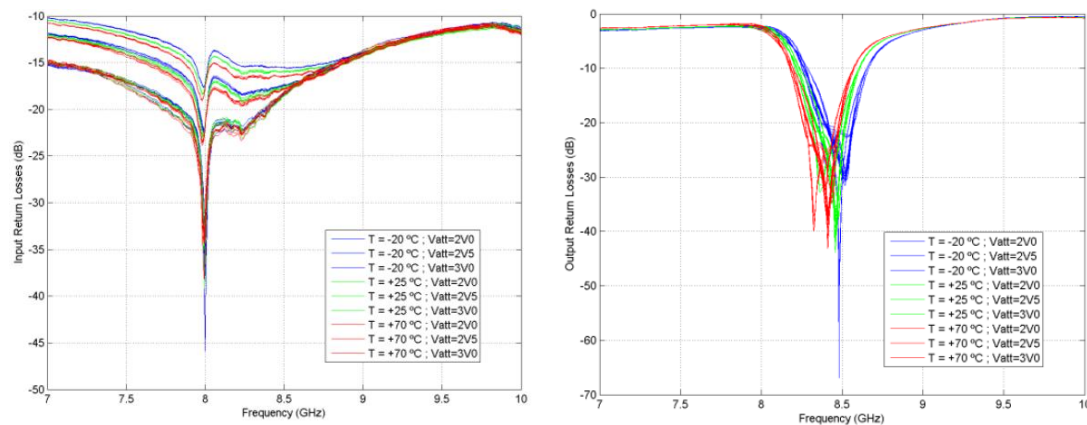


Figura 5.1: Adaptació de l'Híbrid en els estats principals de fase, atenuació i temperatura.

Observem que independentment de l'estat de fase o d'atenuació en que es trobi l'Híbrid, les pèrdues per retorn tant a l'entrada com a la sortida mai superen els 15dB, que és el mínim que exigeixen les especificacions. Igualment, cap de les condicions externes de temperatura a les que pugui ser sotmès, empitjorarà aquestes prestacions.

Es podria resumir que l'únic punt a considerar és que l'ajust a l'entrada de l'Híbrid l'adaptació no és molt folgada (propera als 15dB especialment quan V_{ATT} pren valors elevats). Recordem que aquest és un efecte intrínsec a l'atenuador que s'ha vist en el capítol corresponent, i que a més no suposa cap problema degut a la presència d'un aïllador a l'entrada de l'SSPA (just abans del l'Híbrid de control), com podem veure en les figures 2.12 i 2.13, que evita la propagació, desplaçament o pèrdua de la ressonància.

5.1.2 Comportament en guany

Amb una bona adaptació als ports d'entrada i sortida podem garantir el guany del dispositiu, que es mostra en la Figura 5.2.

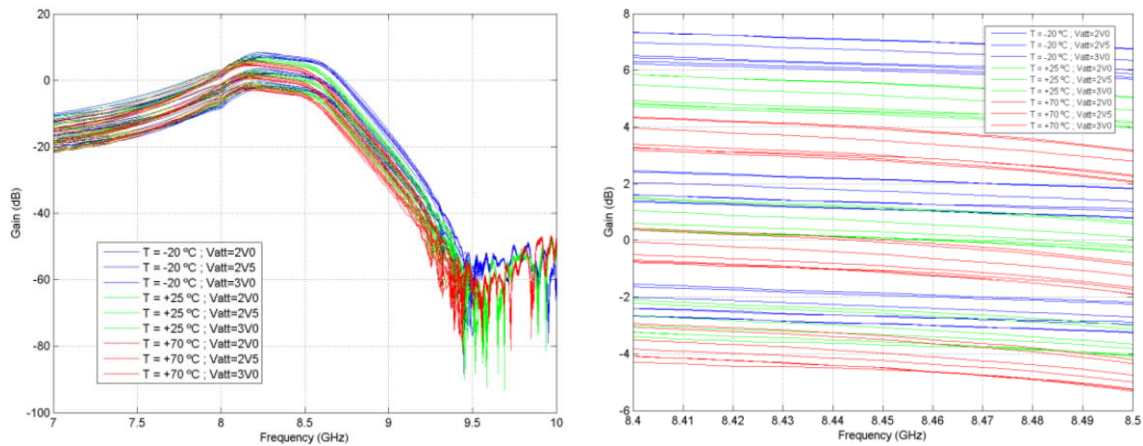


Figura 5.2: Guany de l'H.C. en condicions nominals, en els 64 estats de fase

Veiem en la Figura 5.2 (ampliada a la dreta) un resum de les principals causes de variació del guany en l'Híbrid de Control.

La primera causa és intrínseca al disseny, és a dir, les tres grans agrupacions de traces corresponent a tres punts de V_{ATT} : [-3.0V, -2.5V i -2.0V], que serà el rang en que treballarà l'atenuador nominalment i normalment, tot i que pot presentar valors en el rang V_{ATT} [-3.0V, 0.0V] .

Observem 21 traces per cada valor de V_{ATT} , que es corresponen als 7 estats cardinals a les 3 temperatures. Podem veure l'acció de la tensió d'atenuació, que disminueix el guany com més negativa és. Per a un estat concret de fase i temperatura, veiem com aquest rang de guany és d'uns 10dB. És en realitat la mateixa corba d'atenuació que es presentava en la figura 4.48 però expressada de manera diferent.

Podem veure-hi també l'evolució dels set estats de fase principals per a una temperatura donada i un rang constant d'atenuació. El funcionament intern del Phase Shifter fa que els diferents estats de fase no presentin les mateixes pèrdues d'inserció i per tant la variació en guany pot ser considerable. Amb la representació dels estats cardinals a la figura ja es pot veure que l'amplada d'aquesta dispersió és aproximadament d'1dB, tot i que amb una caracterització completa dels 64 estats es veurà com en realitat aquesta és propera als 4dB. (Veure pèrdues d'inserció o guany en la Figura 5.4).

Per últim , s'observa la dispersió en guany produïda per la temperatura, que és d'uns 3dB entre extrems.

Es podria dir que la filosofia de treball de l'Híbrid de Control és precisament inversa a la manera d'entendre la Figura 5.2, ja que en realitat el propòsit de l'Híbrid és mantenir el guany constant de manera que la distribució de potències de la cadena SSPA sigui sempre la mateixa.

Com s'ha vist, l'eina que s'encarrega del balanç de guany és l'atenuador variable. Veiem a continuació la corba on es demostra que, sigui quina sigui la temperatura o l'estat del *Phase Shifter*, l'atenuació es pot adaptar de tal manera que el guany global sigui sempre el mateix.

Gràcies a l'efecte de l'Atenuador Variable es poden compensar els efectes de la temperatura, les diferències de pèrdues d'inserció en els estats del *Phase Shifter*, petites desadaptacions, possibles diferències entre híbrids, etc. però no només dins de l'Híbrid de Control, sinó també en el global de l'SSPA.

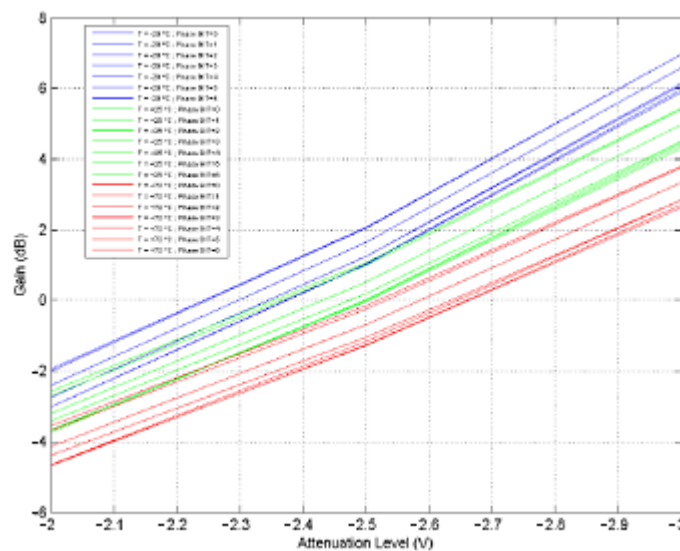


Figura 5.3: Efectes de l'atenuació variable en el guany total.

A la Figura 5.3 s'observa que a la tensió nominal de funcionament, $V_{ATT} = -2.5V$, el guany de l'Híbrid està al voltant dels 0dB, valors i prestacions que hem observat també a la Figura 5.2.

Amb una temperatura i estat de fase constant, aquesta mesura corrobora que la excursió de l'atenuador ($V_{ATT} = [-3.0V, -2.0V]$) ens permet augmentar més de 5dB el guany o reduir-lo també aproximadament 5dB segons les necessitats puntuals. Uns 10dB d'excursió com s'havia mostrat en la mesura anterior i alhora una evolució lineal.

Es pot concloure doncs, que no només tenim un sistema capaç de donar les prestacions desitjades en guany. Sinó que el llaç de guany funcionarà perfectament, adaptant-se a aquelles possibles variacions que es puguin presentar, siguin de la naturalesa que siguin, per oferir un nivell òptim i constant a la sortida de l'Híbrid de Control.

5.1.3 Comportament en fase

Junt amb el control de Guany (o capacitat d'atenuació variable) el control de la fase és l'altre aspecte cabdal en l'Híbrid de Control, i en qualsevol sistema que alimenti una Antena activa.

Si bé en el control de l'Amplitud del senyal a la sortida de l'Híbrid és important proveir d'un nivell constant de senyal filtrant les variacions, la fase es comporta de manera lleugerament diferent.

Un efecte evident és que, igual que en el guany, els canvis de temperatura, imperfeccions en el muntatge, variacions entre MMIC, etc, provocaran variacions en la fase que podrien suposar errors fatals en la transmissió de l'antena activa.

Però és precisament degut a aquesta necessitat elevada de precisió en aquest aspecte que no es busca evitar les variacions i/o errors de fase (com l'atenuador variable fa en el cas del guany), sinó que es pretén identificar-los i acotar-los al màxim, de manera que la transmissió s'hi pugui adaptar.

Cada Híbrid de Control i cada SSPA es mesurarà individualment en totes les possibles configuracions i en totes les diferents condicions ambientals de possible operació. Això permetrà establir un mapa de fases que es carregarà a la memòria de l'ordinador d'abord (*On Board Computer, OBC*).

D'aquesta manera, la constel·lació d'estats d'apuntament de l'Antena queda perfectament definida amb les dades de tots els possibles estats de fase, i la transmissió de l'antena es fa tenint en compte absolutament totes les variacions possibles de la fase.

Darrera d'aquesta explicació rau el concepte de no-adaptativitat de l'antena activa de GAIA, ja que enlloc d'adaptar l'antena a la transmissió, s'adapta la transmissió a l'antena, considerant-ne tots els possibles estats prèviament. Aquesta manera de procedir redueix significativament l'algorisme d'apuntament, però té un cost en memòria.

Són moltes, i molt diverses les maneres de presentar els resultats en fase. Es pot observar com a mesura inicial la plena cobertura en fase de l'Híbrid de Control.

Observem en la gràfica inferior el desfasament relatiu introduït per cada estat, junt amb l'error i les pèrdues d'inserció (o guany) de l'Híbrid de cadascun d'ells.

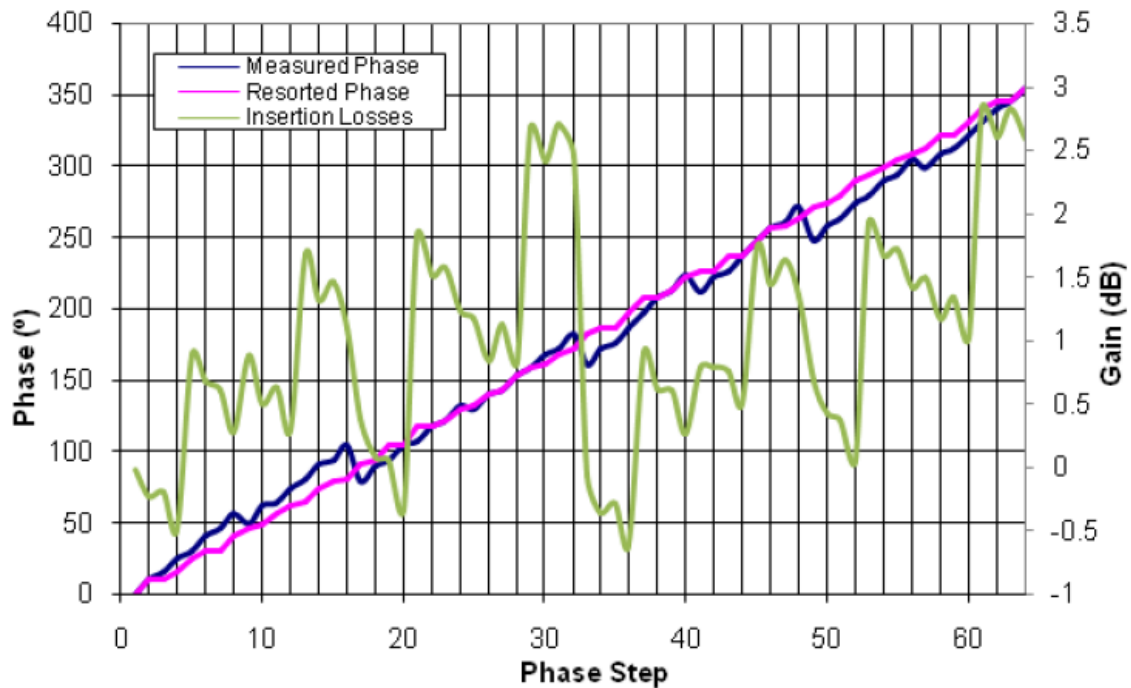


Figura 5.4: Caracterització en fase de l'Híbrid de Control. (Configuració: $V_{ATT} = -2.5V$, Temperatura: 25°C)

Aquest comportament és possible gràcies a que, com garanteix el fabricant, el Phase Shifter treballa en condicions òptimes d'adaptació, proporcionant cada bit el pes en desfasament que s'espera.

Com s'ha comentat, no es vol mirar de "filtrar" els possibles errors de fase sinó caracteritzar-los completament, d'aquesta manera, enfocat a l'aplicació, la manera més útil de presentar la evolució de la fase no és de forma ascendent en els seus estats, sinó de forma de desfasament ascendent o "*resorted*", com es veu en la traça de la Figura 5.4.

La presentació de la Figura 5.5 és pròxima a la manera en que s'utilitzarà aquesta informació en l'aplicació final, on els estats de fase seran ordenats segons el seu desfasament, obtenint una evolució de la fase pràcticament lineal i minimitzant així l'error quadràtic.

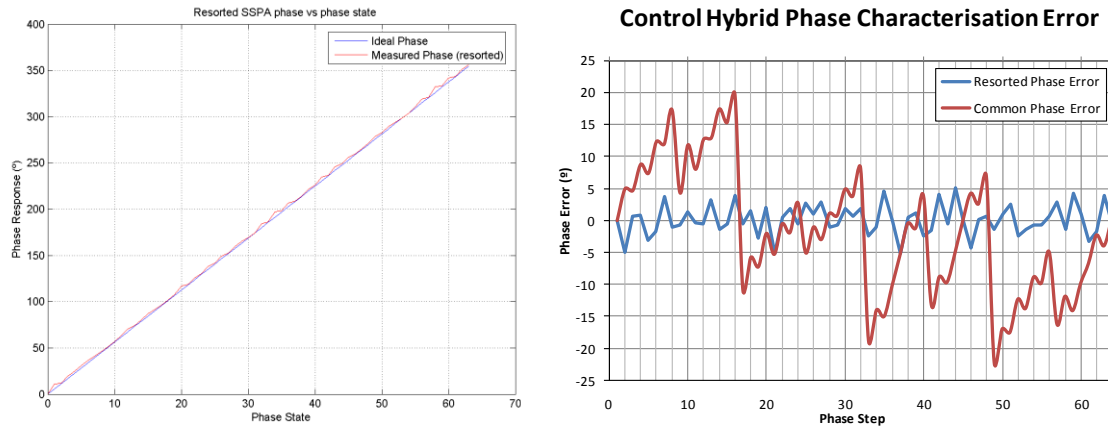


Figura 5.5: Caracterització completa en fase i Error de Fase. (Configuració: $V_{att} = -2.5V$, Temperatura: $25^{\circ}C$)

La millora de l'error produït es posa de manifest al comparar els dos mètodes d'ordenació. Observem aquesta comparativa en la figura de la dreta.

En blau, veiem que sota el criteri d'error quadràtic mínim o *resorted fase*, els pics d'error són inferiors als 5° , obtenint una mitja d'error inferior als 2° en tots els estats. La milloria és evident, ja que amb un criteri d'ordenació diferent, com per exemple el d'ordenar els estats de manera ascendent, l'error de fase presenta pics propers als 20° i una mitja que supera els 10° .

És també interessant veure quines són les causes que provoquen variacions indesitjades en la fase, així com quantificar-les. Les dues fonts de variació més importants seran els canvis de temperatura i els introduïts en l'atenuador.

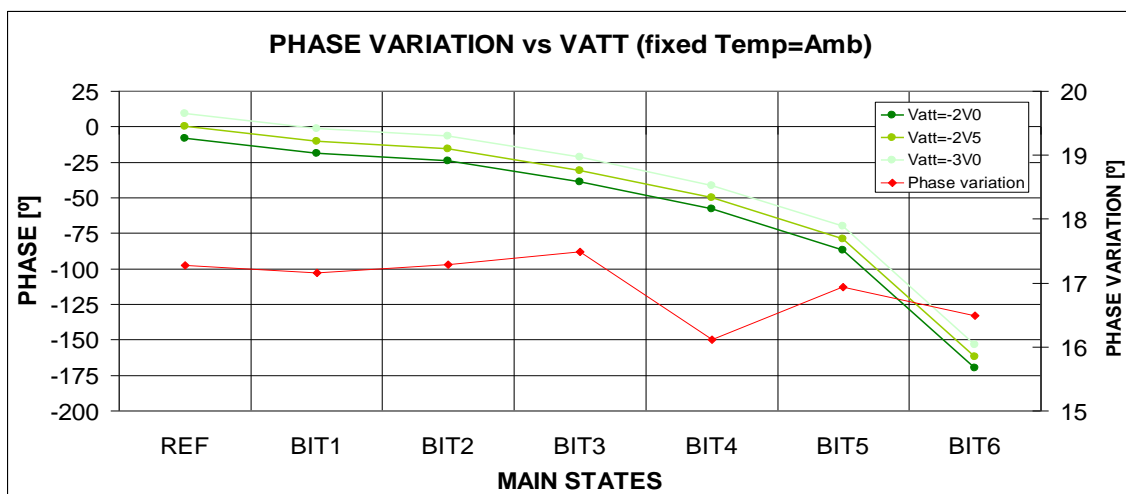


Figura 5.6: Variació de fase per bit vs V_{ATT} .

El MMIC que s'utilitza com a atenuador es basa en una sèrie de transistors que regulen el pas de la RF en funció de la tensió de control V_{ATT} . Com és d'esperar, els canvis en aquesta tensió de control també alteren la fase d'aquest senyal de RF , així que el fet de disposar d'una atenuació variable introdueix un efecte mínim però indesitjat de variació de fase.

En la Figura 5.6 veiem la representació de cadascun dels bits per separat. L'efecte de variar V_{ATT} en tota la seva excursió (cas extrem) suposa un desfasament pràcticament idèntic d'uns 17° que afecta a tots sis bits per igual, representat en l'eix dret. En l'eix esquerre veiem el desfasament relatiu respecte a la fase de l'estat de referència amb $V_{ATT} = -2.5V$, que és la fase que tindríem en condicions nominals.

Es pot observar alhora que aquest efecte és lineal en la finestra de $V_{ATT} = [-3.0V, -2.0V]$.

Així doncs, podem concloure que recorrent V_{ATT} de mínim a màxim es poden arribar a introduir, com a molt, 17° de variació de fase per cada bit que l'estat tingui actiu.

Pel que fa a la temperatura, el seu efecte sobre la fase de l'Híbrid és semblant al que tenia la tensió d'atenuació, tot i tenir una naturalesa diferent.

El comportament en aquest tipus de tecnologia sol empitjorar per a altes temperatures i viceversa. D'aquesta manera, veiem en la figura següent que el fet de passar d'ambient a *cold* gairebé no implica cap variació en fase, però quan l'Híbrid es sotmet a altes temperatures la fase es veu molt afectada.

Igual que en la figura anterior, veiem a l'eix de l'esquerra de la figura la variació de fase relativa a cada bit, prenent com a referència la fase a temperatura ambient de l'estat de referència (0°). A l'eix dret hi observem la variació total de la fase d'un extrem a l'altre.

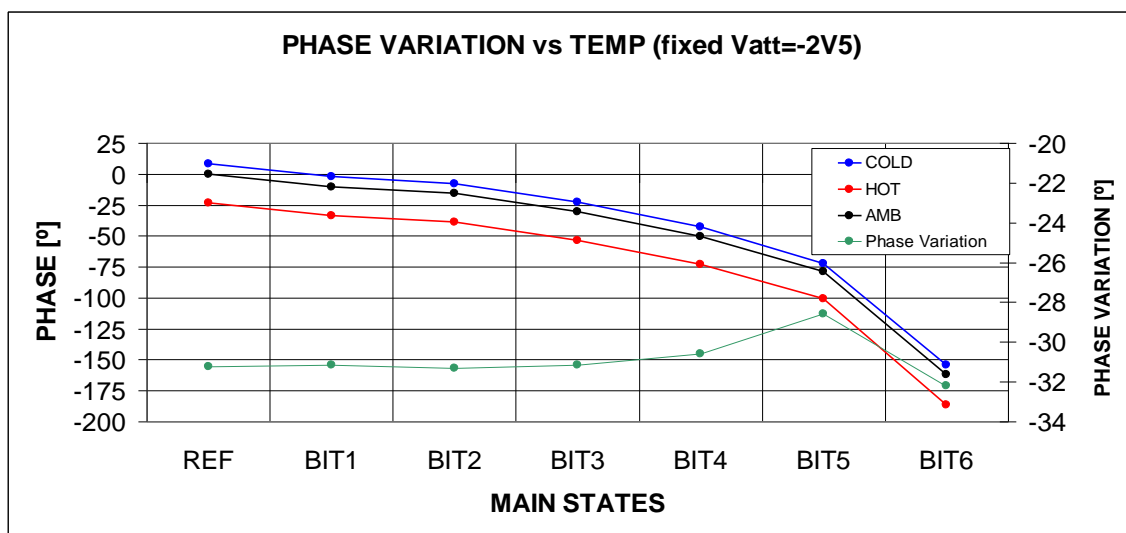


Figura 5.7: Variació de fase per bit vs temperatura.

Així doncs, també es pot quantificar la variació del desfasament produïda per la temperatura, que (com es pot extreure de la figura anterior) és pràcticament lineal i presenta un màxim d'uns 30° entre extrems de temperatura.

Les dues caracteritzacions presentades tant en la figura 5.8, com en la figura 5.9 són importants a un nivell més alt que el propi Híbrid.

Cada SSPA es caracteritzarà en els mateixos termes en els que s'ha fet per l'Híbrid de Control, i la informació s'utilitzarà per la realització del mapa de fases de l'antena sencera. Aquest tipus de caracteritzacions donen molta informació sobre els salts de fase òptims, ja que proporcionen una visió completa dels efectes creuats existents entre els cavis de fase - atenuació – temperatura – potència – etc...

Un bon exemple de caracterització feta extensiva a més alt nivell, que alhora té a veure amb els efectes en temperatura el podem veure en línies inferiors.

Vegem en aquesta caracterització de fase en temperatura per a un SSPA sencer model EBB (*Elegant Bread Board*) en la figura següent. Observem com aquest tipus de caracteritzacions són de gran utilitat per exemple per calcular el que s'anomena *delta phase* (figura inferior dreta) que representa la variació de fase dels SSPA segons la temperatura a la que operi el Quam. Aquesta dóna una idea de la dispersió de fase entre tots els SSPA del satèl·lit quan operen a diferents temperatures.

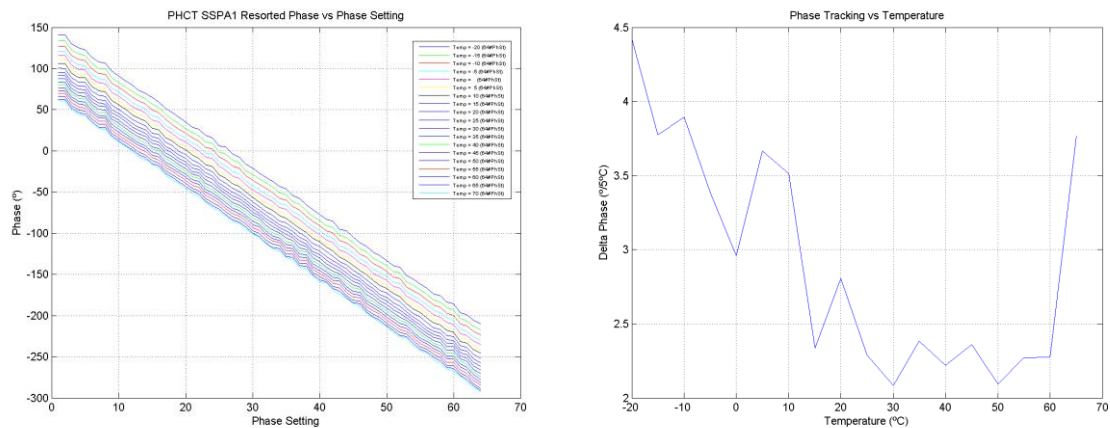


Figura 5.8: SSPA phase Setting and tracking.

5.1.4 Mesures en gran senyal

Un altre aspecte important a tenir en compte és la potència que és capaç d'entregar l'Híbrid de Control.

Per les condicions de funcionament del l'Híbrid de Potència dins de l'SSPA de GAIA, és important garantir que l'Híbrid de control és capaç de proporcionar un mínim de 16dBm de potència a la sortida, per això el requeriment de P_{SAT} de l'Híbrid es considera en 20dBm. Aquest requeriment és especialment important en condicions estrictes, que com s'ha comentat, es donaran a la màxima temperatura, on el guany dels dispositius actius, cau.

Per fer aquesta mesura en aquest cas es situa l'Híbrid en condicions conegudes de fase (estat de referència) i d'atenuació ($V_{ATT}=-5.0V$, mínima atenuació en el dispositiu).

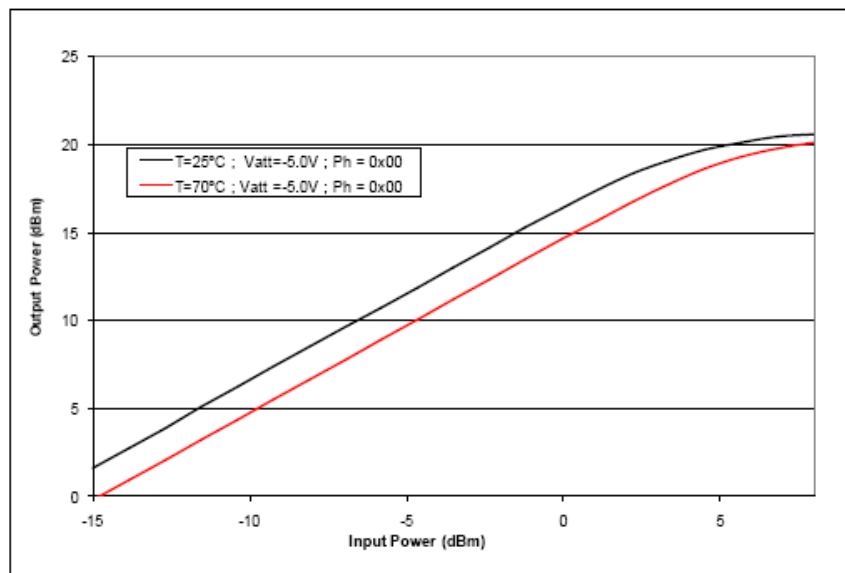


Figura 5.9: Corba de potència P_{in}/P_{out} de l'Híbrid, en pitjor cas.

En aquestes condicions veurem la corba de potència en ambient i la podem comparar amb la obtinguda a T_{hot} , i extreure'n una sèrie d'conclusions.

En primer lloc, s'observa que el guany de la cadena serà superior al que presenta l'Híbrid en condicions nominals de treball ja que V_{ATT} està situada al mínim que recomana el fabricant. Observem que el guany de l'Híbrid, quan aquest es troba en la zona lineal i no està comprimint, és d'uns 17dB a temperatura ambient.

També es molt clar en la figura 5.9, l'efecte que té la temperatura sobre l'Híbrid, doncs veiem que el guany d'aquest a T_{hot} és entre 2 i 3dB inferior en la zona lineal.

Com es comentava, és important verificar que en aquestes condicions és possible arribar als 20dBm de potència a la sortida, com queda palès en la figura anterior.

Com es pot veure, tant a Tamb com a Thot, l'Híbrid comença a comprimir un cop assoleix els 15dBm a la sortida, però arriba sense cap problema a entregar els 20dBm de potència que podrien ser necessaris a l'entrada de l'Híbrid de Potència.

Un últim aspecte podria ser útil en termes de potència per a l'aplicació, i aquest és la corba de compressió de la fase en funció de la potència a la sortida de l'Híbrid.

Es comentava ja en el capítol teòric, que "el senyal de sortida, pot presentar un arissat o variació de la fase conegut com a conversió AM/PM que és en realitat una no-linealitat en fase deguda a la diferència entre el comportament en petita i gran senyal".

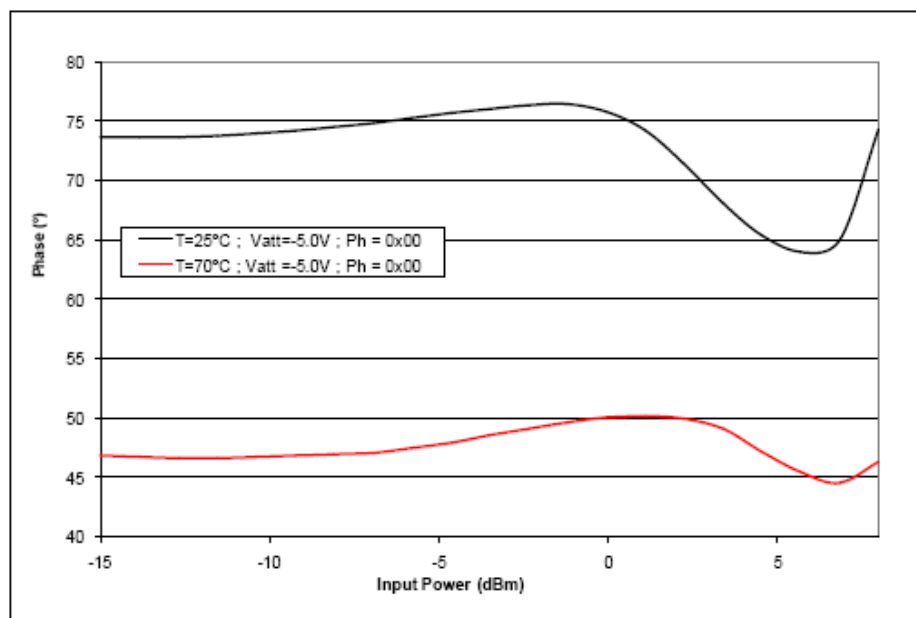


Figura 5.10: Corba de compressió AM/PM.

Això és el que es mostra a la Figura 5.10. Observem que a part de mantenir una diferència gairebé constant d'uns 25° entre temperatura ambient i 70° (diferència que s'ha estudiat a la Figura 5.7 i es correspon amb les previsions), les dues corbes de fase en funció de la potència a l'entrada segueixen una trajectòria paral·lela.

El seu increment és pràcticament lineal fins que el dispositiu comença a comprimir, on s'observa un lleuger descens de la fase fins al punt en que aquest satura, on la fase comença a incrementar de manera directament proporcional amb la potència a l'entrada.

Observem la importància de mantenir els transistors operant en zona lineal per a no degradar el senyal que es transmetrà i no alterar així la integritat de les dades.

5.1.5 Repetibilitat i robustesa del disseny

Amb el disseny validat en termes de fase, amplitud i potència, queda encara un últim aspecte important a tenir en compte.

Recordem que el projecte GAIA inclou un Híbrid de Control per cada branca SSPA de l'antena del satèl·lit, serà doncs important garantir que les prestacions de cada canal (SSPA i en conseqüència els Híbrids) siguin el més homogeni possible.

Tenint en compte que no es sotmet als Híbrids de Control a un procés de *tuning* individual, sinó que es fabriquen tots en sèrie, repetint l'ajust de la mostra màster de l'Híbrid, la superposició de mostres dels successius models ens donarà una idea de la repetibilitat del disseny.

Es pot tenir una idea de la importància d'aquest concepte al fer aquest exercici de comparació directament sobre el primer lot de 13 Híbrids de vol. A la Taula 5.1 es mostra un recull dels paràmetres més importants en quant al funcionament de l'Híbrid.

Taula 5.1: Resum dels paràmetres més importants del primer lot d'Híbrids FM.

S/N	G _{MIN} [dB]	G _{MAX} [dB]	P _{1dB OUT} [dBm]	P _{SAT OUT} [dBm]	S11 [dB]	S22 [dB]	Bit 1 [°]	Bit 2 [°]	Bit 3 [°]	Bit 4 [°]	Bit 5 [°]	Bit 6 [°]	LSB [°]	Cobertura [°]	Result [C/NC]
1	-12.84	6.74	17.92	20.75	-13.23	-14.26	10.99	15.53	27.04	51.26	82.98	159.99	10.99	354.88	C
2	-11.34	10.58	18.78	20.99	-14.55	-11.57	10.91	15.53	27.17	51.43	83.97	162.58	10.91	357.22	C
3	-11.30	10.65	18.58	20.84	-13.50	-10.66	10.81	15.65	27.85	51.52	83.66	161.24	10.81	357.99	C
4	-12.03	9.00	17.99	20.80	-15.69	-13.13	10.76	15.52	27.46	51.53	83.49	160.06	10.76	355.97	C
5	-13.37	7.27	17.88	20.77	-15.44	-9.39	10.87	15.12	26.57	51.42	84.58	161.61	10.87	358.13	C
6	-12.70	6.58	18.71	20.90	-14.09	-11.51	10.44	15.08	27.50	50.81	82.35	158.68	10.44	354.65	C
7	-11.75	9.86	17.19	20.15	-12.82	-11.89	10.73	15.60	27.78	51.57	83.44	161.90	10.73	358.32	C
8	-13.71	5.77	17.77	20.50	-15.07	-12.33	9.31	15.71	27.73	51.56	83.31	161.43	9.31	356.49	C
9	-12.51	7.74	17.90	20.63	-14.12	-12.63	10.85	15.51	27.13	51.35	83.39	160.46	10.85	357.21	C
10	-14.52	5.60	19.34	21.20	-15.54	-11.13	10.96	15.45	27.25	51.19	83.43	159.29	10.96	355.24	C
11	-13.07	7.88	18.56	21.05	-17.28	-11.34	10.67	14.89	26.73	51.17	83.92	162.19	10.67	358.75	C
12	-11.57	10.34	17.17	20.02	-14.38	-9.38	10.74	15.32	26.60	50.74	83.36	159.64	10.74	355.71	C
13	-12.05	9.86	17.37	20.15	-13.62	-9.81	10.68	15.21	26.78	51.23	84.03	160.69	10.68	355.69	C
Valor mig	-12.52	8.30	18.09	20.67	-14.56	-11.46	10.67	15.39	27.20	51.29	83.53	160.75	10.67	356.64	C
Requisit	-11.00	5.00	> 17.00	> 20.00	< -15.00	< -15.00							10.00	360.00	C
Datasheet							11.00	15.00	31.00	54.00	85.00	186.00			

És alhora un bon punt per comparar les prestacions dels híbrids FM (*Flight Model*) amb els requisits del disseny, que es mostraven a la Taula 2.2, i tenir una idea definitiva sobre el nivell de compliment de les especificacions.

S'observen en primer lloc els efectes de no tenir un *tuning* dedicat per a cada Híbrid. Al repetir l'ajust de la mostra màster, les petites toleràncies i diferències entre components i/o processos es poden acumular i veure reflectides en aspectes com ara les adaptacions o els guanys.

Efectivament, les adaptacions d'entrada i sortida s'han vist desplaçades, ja que no es troben en el punt precís. Observem que aquest efecte no és preocupant a l'entrada

del dispositiu, on a més es compta amb la presència d'un atenuador que mitigarà els possibles efectes indesitjats, com podem veure en la Figura 3.14.

A la mateixa figura es pot observar com al *Duroid* de sortida de l'Híbrid hi ha un petit tram de línia, la funció de la qual és allotjar un *tuning* extern. Aquest ajust serà molt més ràpid que l'intern al realitzar-se soldant una petita làmina de plata enlloc dels *bondings* que es fan a l'interior del *package*, tot i ser el seu efecte el mateix (veure apartat 3.2.6 sobre xarxes d'adaptació d'impedàncies).

L'objectiu d'aquest ajust extern és precisament corregir l'adaptació a la sortida del dispositiu, que, com veiem a la columna corresponent de la taula, és el paràmetre que més varia i que més problemes pot introduir.

Davant la inversió en temps que suposaria un *tuning* dedicat per a cada híbrid, aquesta ha demostrat ser una solució fàcilment implementable i ha donat uns resultats satisfactoris al muntar els híbrids als SSPA.

Les diferències entre els ajustos (els exteriors els veiem directament a S11 i S22, però internament també n'hi haurà en cada MMIC que necessiti un *stub*) provoquen una dispersió notable en guany. A aquest efecte se li suma també la gran dispersió trobada en l'Atenuador Variable, que fa que les corbes d'atenuació no estiguin sempre centrades en els mateixos valors de V_{ATT} . Veiem que tot i tenir aquest efecte, es garanteix el mínim guany en tots ells.

Pel que fa al comportament en potència, veiem que el $P_{1dB\ OUT}$ és superior a 17dBm en tots els Híbrids, un factor important tenint en compte que l'Híbrid de Potència requerirà de 16dBm de potència a l'entrada i és necessari alhora garantir que l'Híbrid de Control entregarà aquesta potència treballant en zona lineal.

Per requisits de treball en temperatures altes del mateix Híbrid de Potència, és també necessari que tots els de Control saturin per sobre de $P_{OUT} = 20dBm$, condició que compleixen també tots els Híbrids.

S'observa també a la taula la gran repetibilitat que presenten els Híbrids en termes de fase, veiem que no només els valors de desfasament bit a bit són molt semblants d'un a l'altre, sinó que, a més es corresponen amb els que garanteix el fabricant, mantenint una diferència com més alt és el pes del bit, però aquesta és constant i coherent amb el que s'esperava de les mesures en *BTF*.

Per últim, queden garantits també aspectes com la cobertura de fase de 360° amb una mitja de cobertura de 356.64° en tot el lot d'Híbrids (veiem que amb el següent estat, un salt de 10° de fase, obtenim la plena cobertura >360°). Així mateix, s'ha aconseguit un pes del bit menys significatiu; LSB, que és en realitat el pes del primer bit, de 10°, presentant una mitja de LSB (*Least Significant Bit*) de 10.67° en tot el lot.

Es podria concloure, doncs, que el primer lot d'Híbrids de Control *FM* realitzat per a GAIA presenta resultats satisfactoris a nivell de guany, fase, potència i repetibilitat, inclús s'ha vist que el disseny és prou robust com per ser fabricat en sèrie.

6 Conclusions

En aquest capítol s'extreuen les conclusions de les diferents tasques dutes a terme durant tota l'execució d'aquest projecte. Així mateix, s'avalua el grau de compliment dels objectius que s'havien marcat inicialment i es destaquen algunes de les possibles millores fruit de l'experiència acumulada en aquest procés.

En una segona part d'aquest capítol s'introdueixen les línies futures del treball realitzat durant aquest projecte final de carrera.

6.1 Conclusions

El resultat d'aquest Projecte Final de Carrera ha estat la creació d'un dispositiu electrònic per aplicacions de *RF* i microones destinat al sector de l'espai.

Aquest treball és alhora un exemple pràctic del cicle complet de disseny d'un dispositiu en el sector, ja que engloba les etapes de disseny, prototipatge, fabricació i aprovació per part de l'Agència Espacial Europea.

En concret, s'ha dissenyat un Híbrid de Control per a la missió científica GAIA de l'ESA. Un component que intervé en la transmissió de dades cap a La Terra des d'un telescopi embarcat en el satèl·lit de la missió.

S'ha mesurat, estudiat i demostrat empíricament com les prestacions proporcionades pel dispositiu són suficients per cobrir els requisits que es detallaven a l'inici d'aquest document com a objectius del disseny o especificacions.

A nivell de conclusions tècniques, es poden avaluar les prestacions agrupades en els tres grups o factors més importants:

- **Cobertura completa** de tot el rang de fase (360°), amb un pes de bit mínim de 11.25° i amb una evolució lineal de la fase, a la sortida de cada Híbrid de Control, i que es manté a la sortida dels SSPA. L'error mig en aquesta excursió és de 2° , amb pics d'errors que no superen els 4° .

- **Atenuació variable.** Proporcionant una **guany** complet de l'Híbrid variable amb una excursió superior als 20dB, controlable des de l'ALC de l'equip i que permet a l'SSPA "filtrar" efectes de variació de potència a la sortida deguts a canvis d'estat de fase, canvis d'atenuació, envelliment dels dispositius, efectes tèrmics, etc...

- Garantia d'una **potència** mínima suficient a l'entrada de l'Híbrid de Potència (20dBm a la sortida de l'Híbrid de Control) perquè treballi sempre en les mateixes condicions i permeti a l'SSPA el seu propòsit més difícil, aconseguir uns nivells de PAE propers al 50%.

- **Robustesa i fiabilitat** del disseny. En el projecte GAIA els Híbrids de Control es fabriquen en sèrie sense ser sotmesos a un procés de *tuning* individual, d'aquesta manera, aquests dos conceptes prendran encara més rellevància.

En resum, durant aquest procés s'ha obtingut un disseny fiable i robust d'un Híbrid que permet el control de l'amplitud i la fase en banda X en l'SSPA de la missió, que contribuirà de manera determinant en l'apuntament cap a La Terra del *downlink* del telescopi de GAIA, controlant cadascun dels senyals que s'envien a l'antena activa i que permeten configurar-ne el feix.

Així mateix ho corrobora l'ESA al aprovar i acceptar el disseny en les successives revisions de disseny PDR (*Preliminary Design Review*) i CDR (*Critical Design Review*) que ha anat passant l'Híbrid al llarg de la fase de prototipatge, que ha acabat amb el *go-ahead* per fabricar els models FM.

A data de publicació d'aquest document estan apunt per ser assemblats en els equips de vol que es fabriquen a *Mier Comunicaciones*.

Les aplicacions d'aquest disseny no acaben a GAIA. Com es mostra a continuació, es tracta a més a més d'un disseny ajustable en una banda molt ampla que podria perfectament situar-se entre aproximadament 5 i 12GHz, banda en la qual podríem obtenir prestacions semblants a les mostrades en aquest document, destinant un mínim temps al *tuning* del sistema amb *stubs*.

Tot això converteix aquest Híbrid en una eina versàtil i molt útil per a ser muntat en qualsevol sistema de transmissió de dades com un SSPA en aquest cas. Un recurs a tenir en compte per a futurs projectes i que actualment ja s'inclou en ofertes de Mier Comunicaciones, com s'apunta en l'apartat 6.3.

6.2 Possibles millores

Com és evident, tot disseny pot ser millorat. Per arribar a la versió definitiva de l'Híbrid de Control per a l'SSPA de l'Antena Activa de la missió GAIA, han estat necessaris fins a quatre prototips diferents (veure annex 8.2). Això significa que durant els gairebé dos anys de l'etapa de prototipatge, el disseny ha anat evolucionant i modificant-se en molts i diferents aspectes.

Finalment, amb el disseny tancat, la valuosa experiència acumulada durant tot aquest temps és suficient per saber quins aspectes són encara millorables i quins canvis implicaria intentar aplicar-les, canvis que no ha estat possible incorporar en el disseny final per diferents aspectes que també es comenten.

Buscant un equilibri entre el que és realment millorable i el que es podria millorar però no aporta valor afegit directament al projecte GAIA, s'ha intentat fer una diferència entre les "millores" en l'Híbrid i els canvis als que es podria sotmetre en possibles "línies futures" o en posteriors aplicacions d'aquest disseny (veure apartat 6.3).

Primera Millora.- Implementar un nou mètode per fer les mesures internes parcials de l'Híbrid, prescindint de les línies auxiliars de mesura.

Utilitzar línies de mesura auxiliars per a cada MMIC dins de l'Híbrid canviant les configuracions internes s'ha demostrat una eina tant útil com complexa. Utilitzar-les ha suposat un gran esforç tant a nivell d'enginyeria com de fabricació i muntatge.

Tot i ser més cares, el mercat ofereix solucions que permetrien fer mesures internes parcials sense tant risc ni esforç. Aquest és el cas de les estacions de mesura de RF, aparell que es pot veure en la Figura 6.1, i que ofereix la possibilitat d'ajustar i mesurar

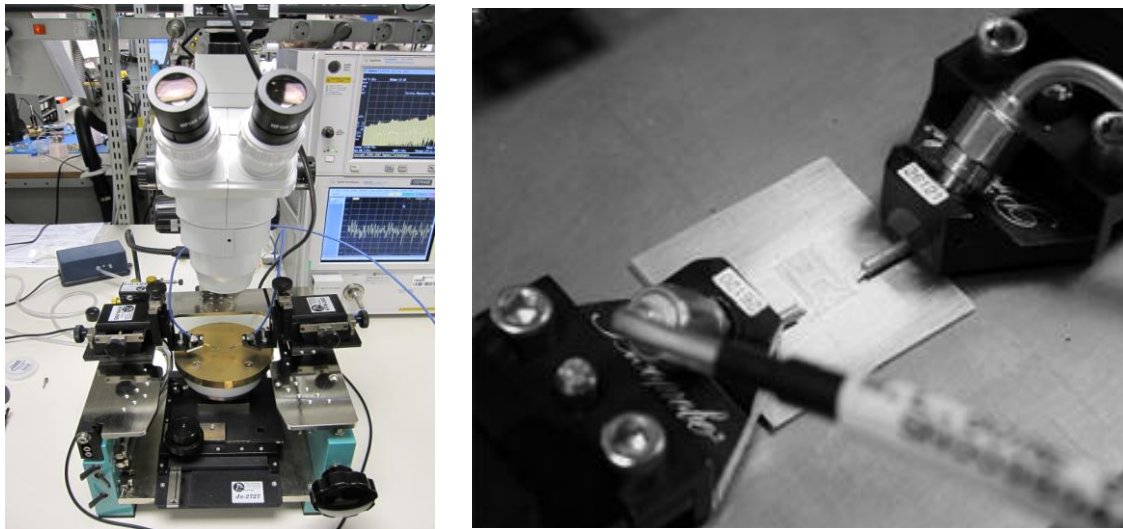


Figura 6.1: RF Probe Station. Detall de les puntes de test

A la figura de la dreta es mostren les puntes especials de que disposa aquesta eina, les quals van connectades directament a un cable de *RF* i es poden connectar a l'aparell de mesura desitjat.

Aquestes puntes permeten l'accés directe a peu de MMIC o a l'interior del *package* i no requereixen de base de test perquè l'alúmina es pot recolzar directament sobre la base de la estació. D'aquesta manera s'evita l'ús de les bases de test individuals i alhora facilita les mesures parcials dins de qualsevol disseny, sempre que s'inclouguin els *pads* de mesura especials per a les puntes.

A la Figura 6.2 es poden veure aquests pads específics per a les puntes de mesura. Observem que el contacte a massa es produeix a través dels pads rodons entorn a la zona de contacte entre la punta i la línia de *RF*, la connexió es fa a través de *via holes* que encaixen amb la punta de test i travessen l'Alúmina fins al pla de massa.

Tot i haver d'incloure un d'aquests pads entre cada MMIC (se'n necessitaria un mínim de tres i se'n podrien incloure fins a cinc), aquests substituirien totes les línies auxiliars de mesura que hi ha dins l'Híbrid.

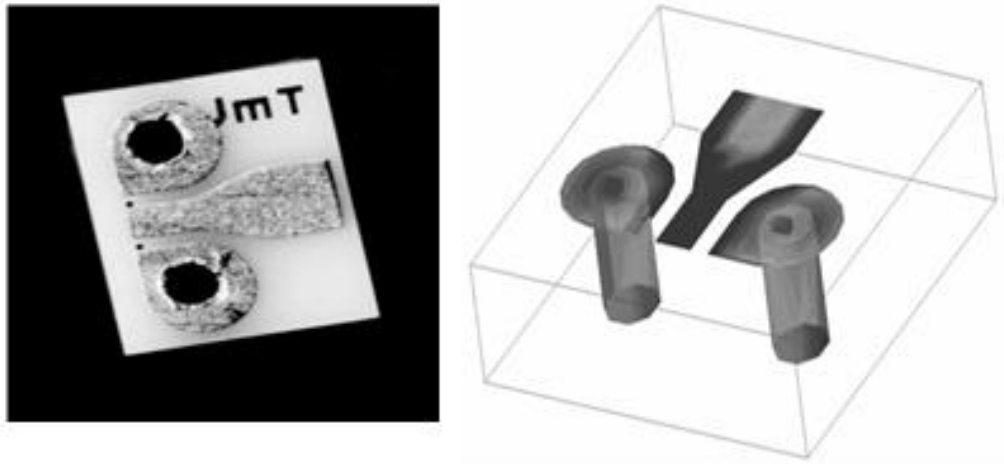


Figura 6.2: Pads auxiliars de mesura.

Les avantatges d'aquesta millora són molt clares en tot el procés de disseny de l'Híbrid de Control;

- Estalvi de temps de disseny, muntatge i materials en la fabricació de les tres *BTF* individuals de mesura per als tres MMIC utilitzats.
- Precisió en la caracterització i mesura. No només en les mesures en petit senyal, ja que aquesta tècnica cobreix sense cap problema el rang de potències amb les que es treballa al projecte. .
- Estalvi de temps de disseny, muntatge i sobretot de mesura de l'Híbrid.
- Augment de l'espai lliure disponible a l'interior de l'Híbrid.
- Reducció de la complexitat del disseny.
- Reducció de les hores de treball amb cada Híbrid i de l'estrès al que es sotmet.

6.3 Línies futures

L'Híbrid de Control i el *heritage* obtingut, són ja actualment una eina a disposició de Mier Comunicaciones, fet que suposa que en l'actualitat ja es tingui en compte aquest dispositiu en ofertes per a altres projectes.

Tant en el seu disseny original, ajustable en una ampla banda de freqüència, com en possibles variacions, l'Híbrid de Control ofereix un gran ventall d'opcions per a sistemes de transmissió, on pot ser inclòs sense cap problema.

A mig camí entre les millores del disseny i les noves aplicacions, hi ha punts on les prestacions de l'Híbrid encara podrien seguir evolucionant, aspectes a considerar al incloure'l en altres projectes.

Al ser millores del disseny, però no imprescindibles per a GAIA, s'han catalogat com a possibles adaptacions:

Primera adaptació.- Canvi del *package* utilitzat; utilitzar un altre *package* i fer-ne un a mesura o s'hi encabiria l'SSPA sencer,

Aquesta és una solució no viable per al Projecte GAIA, ja que des de l'inici es basa en la utilització d'aquest *package* per qüestions de *heritage*, i d'aquesta manera, el disseny dels SSPA i Quam està plantejat per a dos Híbrids de Control i Potència, idèntics.

Tot i això, la millor opció de totes hagués estat poder disposar d'un *package* fet a mida, on poder tenir en compte les necessitats de cada MMIC en quant a potes d'entrada i sortida de *RF* i alimentació, inclús utilitzar un *package* comú per a tot l'SSPA sencer enlloc de separar-lo en dos híbrids, i fer-ne un disseny de cavitats també específic.

Segona adaptació.- Canvi d'atenuador variable; Una de les millores més significatives es troba en aquest dispositiu. En primer lloc perquè la seva elecció es deu també a motius de *heritage* i no es va sotmetre a cap estudi de mercat, i en segon lloc perquè aquest component va quedar restringit a mig projecte degut a una fallada en òrbita de la mateixa tecnologia (veure annex 8.3.1) en el satèl·lit Metop, a finals d'agost del 2009.

La millor solució, doncs, hagués estat canviar-lo per un altre dispositiu, però el calendari del projecte no ho va permetre i la única solució possible va ser respectar les restriccions de la ESA a l'hora d'utilitzar-lo.

No obstant, junt amb el *datasheet* del dispositiu en l'annex 8.3.1 s'adjunten dues alternatives per aquest component que podrien ser-ne substituïts en un possible redisseny o millora (*Alternativa_1* i *Alternativa_2*, de Triquint). Els dos candidats són d'un altre fabricant i utilitzen una tecnologia diferent que els fa menys susceptibles als ions pesats, l'origen de la controvèrsia amb l'atenuador actual.

Tercera adaptació.- Comandar els bits 0A i 0B del *Phase Shifter*. D'aquesta manera es milloraria el mínim salt de fase possible (LSB), fent-lo passar dels 11.5° mesurats en el disseny actual (en el que ambdós bits estan connectats a massa), als aproximadament 6° que garanteix el fabricant si s'utilitzen els bits nominalment.

En l'actualitat això no és possible per falta de pins d'entrada al *package* en la part inferior a la línia de *RF*, però es poden plantejar diferents solucions per a futures revisions de disseny, a part de la primera i més evident:

3.a.- Substituir el *package*; canviar el *package* actual de Kyocera per un altre que ofereixi més pins de contínua i així tenir prou espai per controlar fins a vuit bits de que disposa el *Phase Shifter*. Aquesta alternativa ens porta a la *primera millora* plantejada.

Una altra opció és intentar millorar el LSB de l'Híbrid sense canviar de *package*, i aquesta ofereix dues possibles alternatives, les dues basades en moure l'entrada de *RF* de l'Híbrid a la part superior esquerra, i guanyar d'aquesta manera una pota del *package* per destinar-la al control d'un bit més.

3.b.- En la configuració actual els bits 0A i 0B es connecten a massa de manera que el seu estat és sempre fix. Però veiem en el *datasheet* que teòricament haurien de ser dos bits actius i complementaris de manera que 0A sempre fos 0B negat.

Com que només es disposa d'una tensió de control que entra a l'Híbrid per fer-ho, una solució seria utilitzar algun tipus de dispositiu inversor que ens permetés negar-la, de manera que sempre es tindria el senyal de control i el seu complementari.

Implementar aquesta opció suposaria fer un estudi de mercat com el que s'ha fet per cadascun dels MMIC del disseny actual, i procedir a un redisseny complet de l'Híbrid, ja que és molt probable que apareguin problemes d'espai dins el *package* degut a que estarem afegint línies de control i dispositius nous.

3.c.- L'última opció és la menys ortodoxa de les tres. Es tracta d'aprofitar la línia de control que s'hauria obtingut al desplaçar l'entrada de *RF*, per controlar només un dels bits de control, el 0A o el 0B, escollint el que millor resultats presenti i deixant l'altre fix tal i com està en l'actualitat.

Això no causaria grans estralls en el disseny perquè només implicaria afegit una línia de contínua, però com a contrapartida, al fer això estaríem prescindint de les recomanacions del fabricant i tampoc utilitzaríem els bits de manera complementaria. Així doncs, és molt probable que mai s'arribés al LSB de 6° que garanteix el fabricant, però és també probable que es milloressin els 11.5° del disseny actual.

6.4 Estat actual del Projecte

Aquest document recull les fases de disseny, prototipatge i fabricació de l'Híbrid de Control fins als models EBB i EQM (*Engineering Qualification Mode*) que van servir per a la seva acceptació, fins i tot s'han utilitzat algunes de les primeres mesures disponibles dels models FM per demostrar-ne la repetibilitat.

En les dates de publicació d'aquest document, el projecte GAIA es troba en la fase de finalització de les entregues dels últims models EQM i de les primeres entregues dels models FM.

Pel que fa als Híbrids de Control, això significa que els models EBB i EQM estan ja muntats als corresponents equips de GAIA, i els 28 models de vol estan tots validats i a l'espera de ser integrats en algun dels 7 Quadrimòduls model FM.



Figura 6.3: Primer *batch* d'Híbrids de Control Model FM.

7 Bibliografia

Recull de la principal bibliografia i les fonts de documentació més importants utilitzades en aquest document.

7.1 Referències bibliogràfiques

- [ESA_1, 2007] “ESA science and technology: GAIA”
 “ESA science and technology: Hipparcos”
<http://gaia.esa.int>
- [ESA_2, 2007] “Reserch and scientific support department”
<http://www.rssd.esa.int>
- [ESA_3, 2009] “EPPL HP07. Issue 14 over UMS MMIC ”
<https://escies.org/eppl/part.jsp?id=35860>
- [EADS, 2006] EADS-CASA, “GAIA requirements specification”, 2006
- [G.D.Vendelin, 1990] G.D. Vendelin, A.M. Pavio and U.L. Rhode (1990). “**Microwave circuit design: Using linear and nonlinear Techniques**”, John Wiley & Sons.
- [G.Gonzàlez, 1997] G. Gonzalez (1997). “**Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design**”, Second Edition. Wiley.
- [Gómez, 2002] Gómez,D.“**Disseny d’un amplificador de microones monolític (MMIC) d’alt rendiment en banda S pel transpondedor TTC de Galileosat**”, Projecte final de carrera, ETSETB, 2002.
- [K.Chang,2000] Kai Chang (2000). “**RF and Microwave Wireless Systems**”, John Wiley & Sons, INC.
- [ML.Edwards, 1992] Edwards, M.L. Jeffrey H.Sinsky (1992). “**A New Criterion for Linear 2-port Stability Using a Single Geometrically Derived Parameter**”, IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, Vol 40, No 12.
- [POZAR, 1998] David M. Pozar, “**Microwave engineering**”, Wiley, 1998.

7.2 Bibliografía complementària

- [ADS, 2001] ADS 1.3v Design Manual, Agilent Technologies, 2001.
- [CARDAMA, 1998] Cardama, A. Jofre, L. Rius, JM. Romeu, J. Blanch, S. Ferrando, M. **“Antenas”**, Ed UPC, 1998.
- [CASA, 2010] Allica, J.C. Alonso, E. Amado, M. Bazan, A. Casares, F. Witte, E, Garcia, Q. McConnell, T. Montero, A. Santilario, J. Serrano, J.L. **“Architecture of GAIA Satellite phased array antenna”**. EADS CASA Espacio.
- [García, 2004] Jonathan García Gaitán, **“Modelado y diseño de la etapa de potencia del SSPA del transpondedor TT&C de los satélites Galileo”**, Proyecto final de carrera, ETSETB, 2004.
- [López, 2005] López, D., **“Disseny d'un SSPA d'alta linealitat i eficiència pels mòduls T/R d'una antena activa en Banda X”**, Proyecto Final de Carrera, ETSETB, 2005.
- [MIER, 2008] Saura, M. Gómez, D. Moreno, C. Vilaseca, R., **“A High Efficiency 4W X-Band pHEMT Power Hybrid for Space Application”**.
- [MIER, 2010] Gómez, D. Arnau, N. Saura M. Enrique G. Vilaseca, R. Moreno, C., **“High Efficiency 10W X-Band 4 Channel Tx Module with Phase and Gain Control for Space-borne Phased Arrays”**. Mier Comunicaciones.
- [Moreno, 2000] Moreno, C. **“Diseño y realización de un amplificador de bajo ruido en banda L para aplicaciones espaciales”**, Proyecto final de carrera, ETSETB, 2000.
- [RHE, 2003] Dehne, U. Radeberger Hibridelektronik, B. **“Design rules for thin film”**. RHe Microsystems.
- [RHE, 2010] Löffler, S. **“Hybride Integration von Solid State Amplifier für aktive (phased array) antennen”**. RHe Microsystems.

8 Annexes

En aquesta secció s'inclouen un conjunt d'annexes que complementen la informació continguda en els capítols anteriors. Alguns l'amplien, altres entren amb més detall en aspectes i conceptes dels que sols se n'ha donat referències en els anteriors capítols. La seva lectura, en tot cas, és molt recomanable ja que proporcionen una visió més global d'aquest Projecte Final de Carrera.

8.1 Jigs i BTF de l'Híbrid de control

Les tasques de disseny de l'Híbrid de Control inclouen també el disseny de les bases de test necessàries per a la seva mesura i treball. D'aquesta manera, i en paral·lel amb el disseny de l'Híbrid, han estat dissenyades dues bases de test que serviran per al *tuning* o test dels diferents models dels híbrids, des de prototips fins a models de vol.

8.1.1 Control Hybrid *Tuning* Jig

Base de test utilitzada per al *tuning* de l'híbrid.

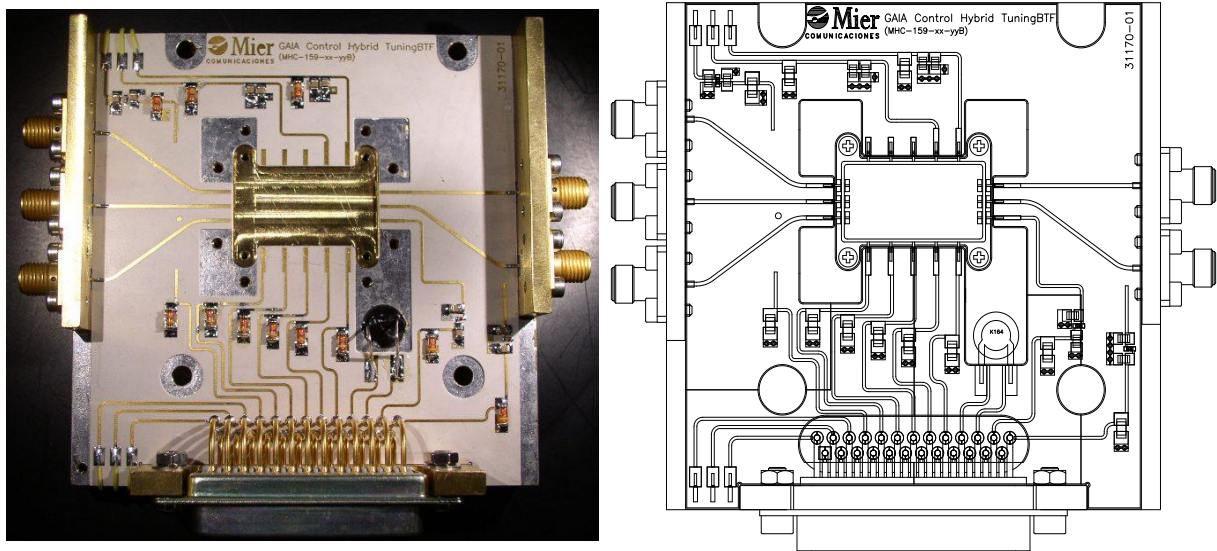


Figura 8.1: Control Hybrid *Tuning* Jig

Aquesta base de *tuning* presenta un seguit d'entrades i sortides de *RF* que tenen correspondència amb les línies auxiliars de l'interior de l'Híbrid, vistes en el Capítol 5.

Amb aquesta base de test es pot accedir a qualsevol MMIC dins l'Híbrid per estudiar-lo en solitari.

Veiem com algunes de les línies de DC estan obertes i només són connectades amb cablejat si és necessari per la configuració desitjada en cada moment.

La base de test inclou un *thermistor* per a mesures o ajustos en temperatura.

8.1.2 Control Hybrid Test Jig

Base utilitzada per al test de l'Híbrid de Control.

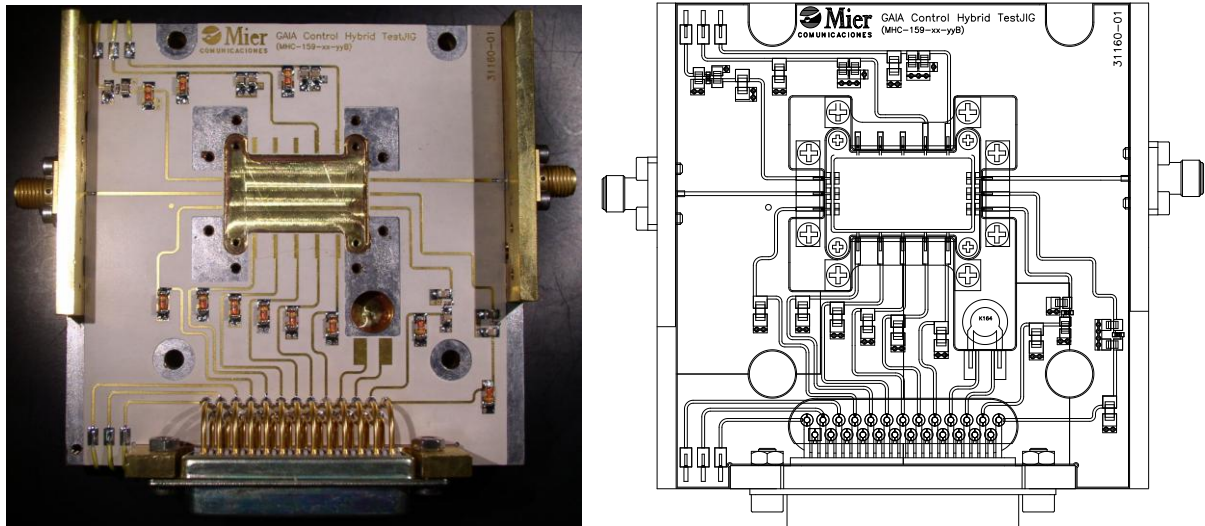


Figura 8.2: Control Hybrid Test Jig

En els models avançats de l'Híbrid de Control l'ajust és fix. Això significa que amb tota probabilitat el procés de fabricació està tant controlat com per oferir híbrids amb un ajust tant repetitiu que ja no s'hauran de *tunejar*.

Aquest models d'Híbrid (EQM o FM), presenten, a més a més, restriccions en quant a la seva manipulació per la criticitat del dispositiu.

Observem en la figura anterior com aquesta nova BTF, a diferencia de l'anterior només presenta la entrada i sortida nominals, ja que els híbrids no podran ser treballats internament.

Així mateix, enlloc de soldar-hi l'Híbrid, en aquesta btf hi ha quatre zones de fixació amb cargols (una per cada cara de potes del *package*). El contacte es garanteix mitjançant quatre peces de tefló cargolades damunt les files de potes, evitant d'aquesta manera l'estrès al que es sotmetria el dispositiu pel fet de soldar-lo i dessoldar-lo.

8.2 Versions de l'Híbrid de Control

8.2.1 Prototip inicial

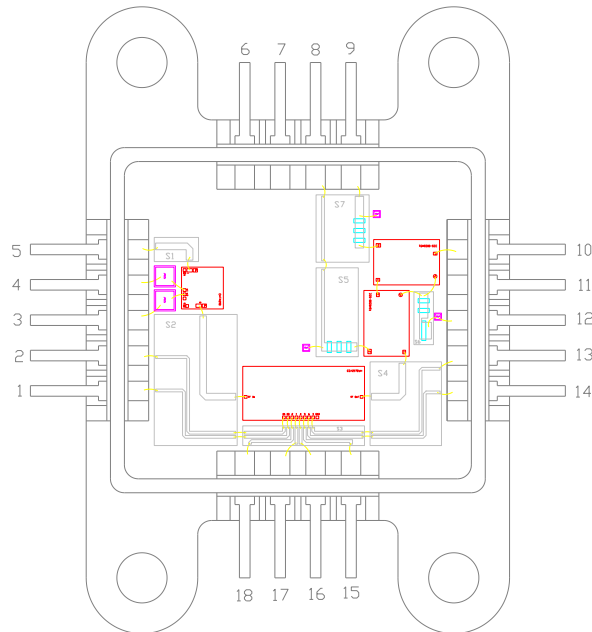


Figura 8.3: Prototip inicial de l'Híbrid de Control.

El Primer prototip de l'Híbrid de Control estava dissenyat per ser utilitzat en un *package* quadrat amb 5 accessos de *RF* a cada lateral i 4 accessos als costats inferior i superior.

Durant la primera fase del projecte, la decisió de fer servir el mateix tipus de *package* en l'Híbrid de Control que en l'Híbrid de Potència va fer que aquest canviés a l'actual, el GMR-7160 de Kyocera.

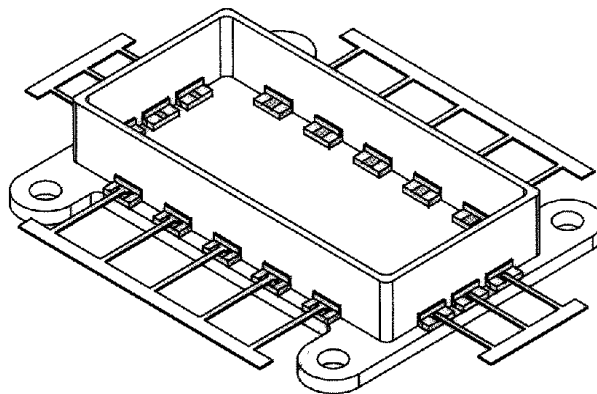


Figura 8.4: Package definitiu per als Híbrids de la missió GAIA.

8.2.2 Primera versió de l'Híbrid de Control

Ja dins el package definitiu, la considerada primera versió de l'Híbrid de Control està formada per una etapa amplificadora que no és la definitiva. Veiem a la Figura 8.5 com, a part de l'atenuador variable i del desfasador, la doble etapa de guany està formada per dos MMIC amplificadors en cascada de Triquint.

Durant la fase inicial del projecte, aquesta era la solució adoptada en el disseny d'aquesta etapa en l'Híbrid de Control. Aquests dos dispositius encadenats eren capaços de donar aproximadament 15dB de guany i arribar a 20dBm de potència de sortida.

Un canvi en les especificacions del client va fer passar el requisit de consum d'aquesta etapa, de 60mA a aproximadament 40mA. La doble etapa amplificadora va haver de ser substituïda, com hem vist, per dos transistors, en un disseny més complex però amb el que finalment s'obtenen millors prestacions, sobretot de consum, que en la versió definitiva és d'uns 40mA.

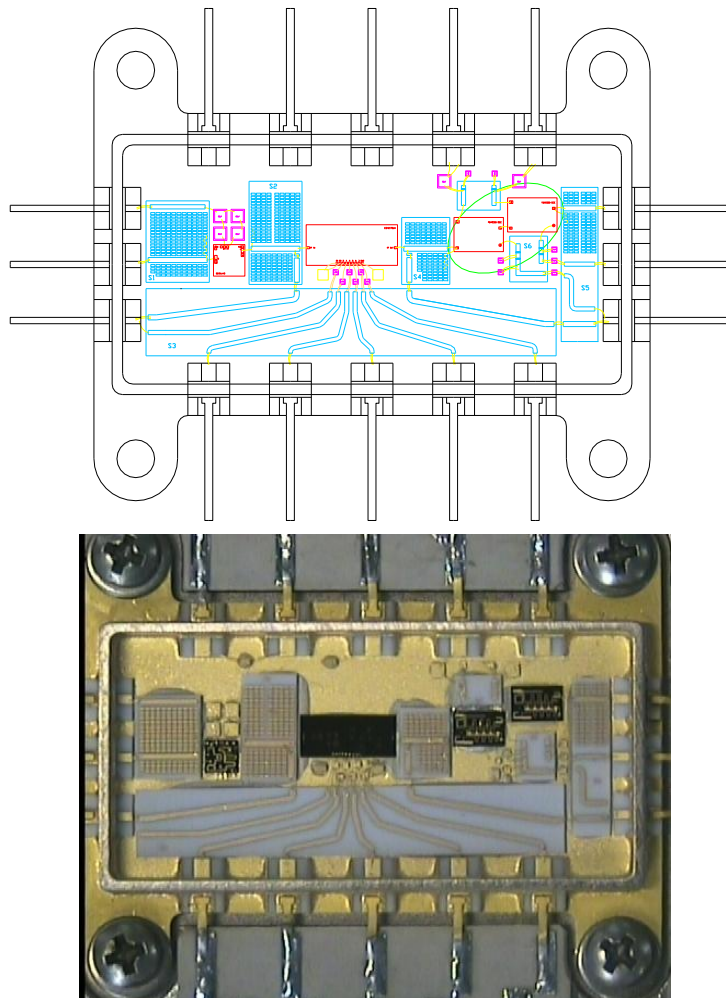


Figura 8.5: Versió primera amb doble etapa basada en MMIC.

8.2.3 Segona versió de l'Híbrid de Control

Veiem les diferències d'aquesta segona versió

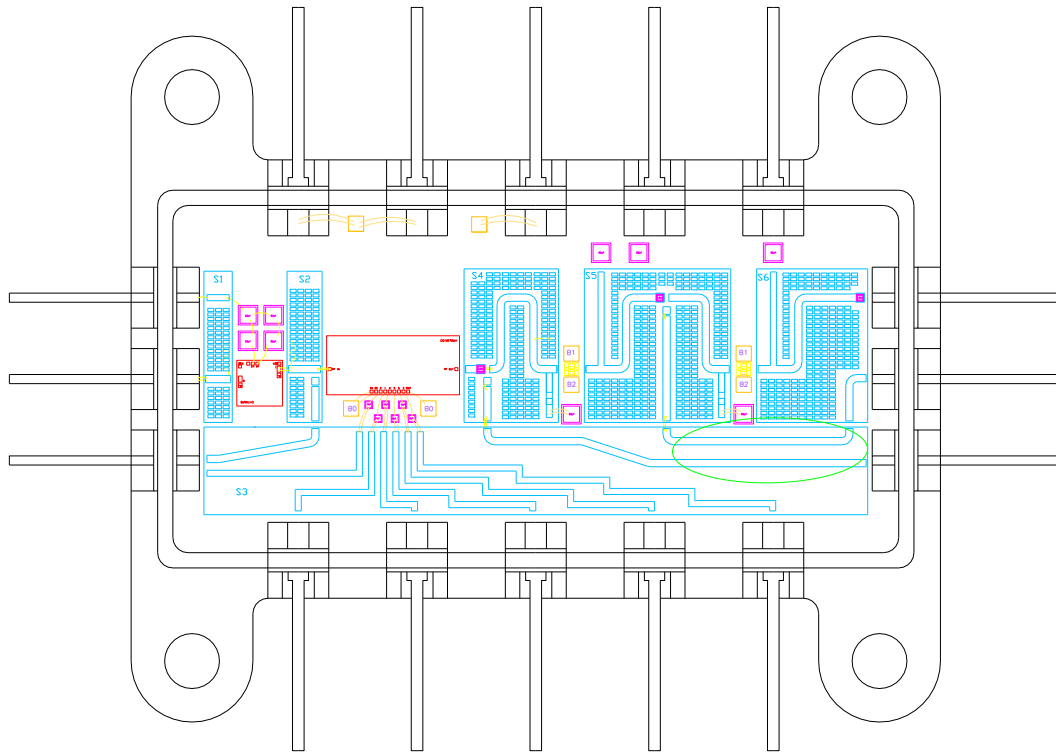


Figura 8.6: Versió segona de l'Híbrid de Control.

Un cop resolts el problema del canvi d'especificacions, la segona versió de l'Híbrid ja incloïa els dos transistors d'Eudyna.

Encerclat a la figura superior veiem el problema d'aquesta versió; tot i obtenir bons resultats per simulació i deixar una distància entre pistes de més de dues vegades l'amplada de les mateixes (norma que sol aplicar-se en aquest tipus de dissenys), el resultat a la pràctica fou un acoblament indesitjat en aquest punt.

Si bé és cert que en configuració nominal aquestes dues pistes són les alimentacions de les portes dels dos transistors, com s'ha vist en el capítol 5, en les configuracions auxiliars de mesura dels transistors, aquestes línies es fan servir com a entrades i/o sortides de *RF*.

Aquest acoblament indesitjat impedia la correcta mesura d'aquests dos dispositius i n'impedia la seva caracterització individual, cosa que va suposar alguns canvis més en el disseny.

8.2.4 Tercera versió de l'Híbrid de Control

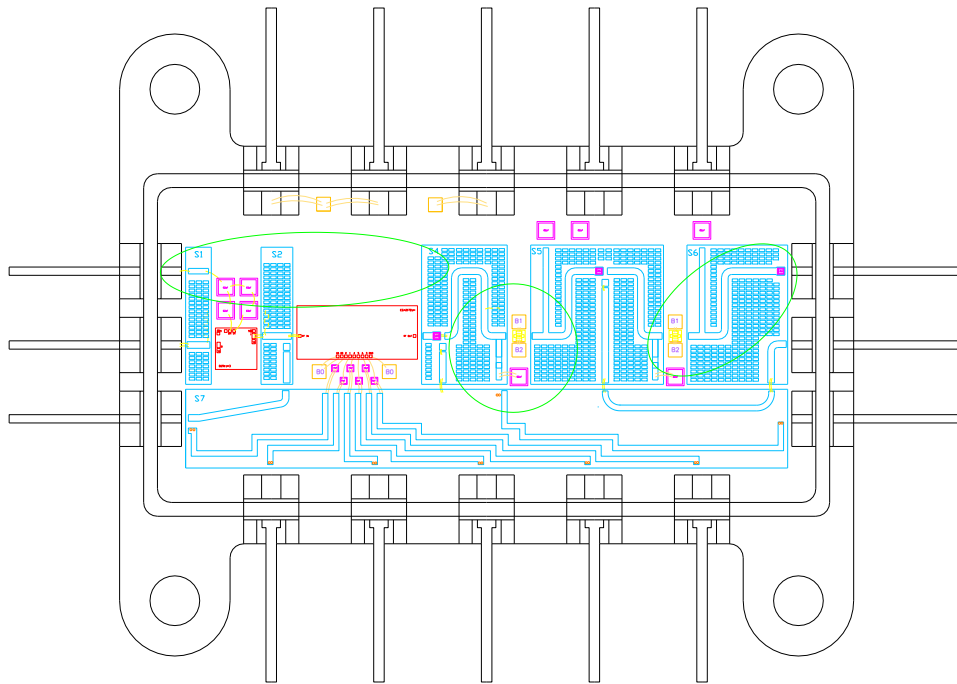


Figura 8.7: Versió tercera de l'Híbrid de Control.

Resolt el problema dels acoblaments i amb l'Híbrid de Control plenament funcional, es va procedir a identificar una sèrie de petites millores del disseny per tal de tancar-lo i obtenir així la versió definitiva.

Encerclades en la figura superior, veiem les tres zones que es van veure afectades per aquesta revisió de disseny.

1.- L'eliminació d'una de les dues línies auxiliars de mesura degut a l'acoblament en la versió tercera fan que s'hagi de crear una nova línia auxiliar a l'entrada del primer transistor. Aquesta es situarà damunt de l'atenuador variable en una nova alúmina allargada que passarà també per sobre del *Phase shifter*. Això implica:

- Canviar condensadors recomanats pel fabricant en l'Atenuador Variable.
- Escurçament de les alúmines S1 i S2
- Creació d'una nova alúmina

2.- Reduir el nombre de corbes en la línia principal

- Desplaçar la posició del primer transistor cap amunt, evitant així dos colzes en la línia de *RF*. Això implica també una petita redistribució en la zona del drenador.
- Suavitzar la corba de la línia principal de *RF* a la sortida de l'Híbrid per evitar desadaptacions.

Tots aquests canvis es poden veure aplicats en la versió definitiva de l'Híbrid de Control, capítol 4.4 d'aquest document.

8.3 Datasheets

8.3.1 Atenuador Variable



5-30GHz ATTENUATOR

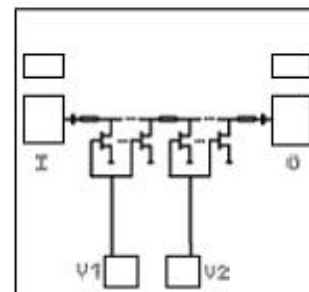
GaAs Monolithic Microwave IC

Preliminary

Description

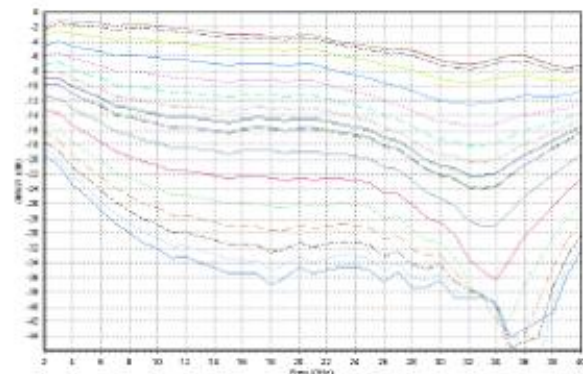
The is a variable 5-30GHz attenuator designed for a wide range of applications, from military to commercial communication systems. The backside of the chip is both RF and DC grounds. This helps simplify the assembly process. The circuit is manufactured with a MESFET process, 0.7μm gate length, via holes through the substrate and air bridges.

It is supplied in chip form.



Main Features

- Broadband performance : 5-30GHz
- 25dBm typical input 1dB compression point (any attenuation)
- 30dB dynamic range
- DC bias : -5V<V1<0V ; -5V<V2<0V



Main Characteristics

Tamb. = 25°C

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Fin	Input frequency range	5		30	GHz
Min Att.	S21 (V1=-5V; V2=-5V) (5 to 20GHz)		-3		dB
Max Att.	S21 (V1=0V; V2=0V) (10 to 30GHz)		-30		dB
Pin1dB	Input 1dB compression point (any attenuation)		25		dBm

ESD Protection : Electrostatic discharge sensitive device. Observe handling precautions !

Ref. : - 29 Nov 05 1/13 Specifications subject to change without notice

United Monolithic Semiconductors S.A.S.
Route Départementale 128 - B.P.46 - 91401 Orsay Cedex France
Tel. : +33 (0)1 69 33 03 08 - Fax : +33 (0)1 69 33 03 09

5-30GHz Attenuator

Electrical Characteristics

Tamb. = 25°C

Preliminary

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Fin	Input frequency range	5		30	GHz
Min Att.	S21 (V1=-5V;V2=-5V) (5 to 12GHz)		-2.5	-3	dB
	S21 (V1=-5V;V2=-5V) (13 to 30GHz)		-6.5	-7.5	dB
Max Att.	S21 (V1=0V;V2=0V) (5 to 12GHz)		-25		dB
	S21 (V1=0V;V2=0V) (13 to 30GHz)		-34		dB
VSWRin	Input VSWR (any attenuation) (5 to 30GHz)			2.3:1	
VSWRout	Output VSWR (any attenuation) (8 to 30GHz)			2.5:1	
Pin1dB	Input 1dB compression point (any attenuation) (5 to 20GHz)		25		dBm
C/I3	C/I3 @ Pin/10=12dBm (any attenuation) (up to 26GHz)		40		dB

ESD Protection : Electrostatic discharge sensitive device. Observe handling precautions !

Absolute Maximum Ratings (1)

Tamb. = 25°C

Symbol	Parameter	Values	Unit
V1	V1 control voltage	-6V	V
V2	V2 control voltage	-6V	V
Pin	RF input power	30	dBm
Ta	Operating temperature range	-40 to +85	°C
Tstg	Storage temperature range	-55 to +155	°C

(1) Operation of this device above anyone of these parameters may cause permanent damage.

Typical Bias Conditions

for an ambient Temperature of +25°C

Symbol	Parameter	Values	Unit
V1	V1 control voltage	-5 to 0	V
V2	V2 control voltage	-5 to 0	V

Ref. : - 29 Nov 05

2/13

Specifications subject to change without notice

Route Départementale 128 , B.P.48 - 91401 ORSAY Cedex - FRANCE
Tel. : +33 (0)1 69 33 03 08 - Fax : +33 (0)1 69 33 03 08united
monolithic
semiconductors

5-30GHz Attenuator

Typical results

Chip Typical Response (On wafer Sij) :
Tamb = +25°C

V1 = -5V & V2= -5V

Preliminary

Freq (GHz)	dBS11 (dB)	PhS11 (°)	dBS12 (dB)	PhS12 (°)	dBS21 (dB)	PhS21 (°)	dBS22 (dB)	PhS22 (°)
2	-6.29	-104.78	-2.01	-9.01	-1.68	-9.34	-6.22	-97.53
3	-13.90	-142.32	-1.08	-46.74	-1.04	-47.06	-13.82	-126.13
4	-33.49	103.94	-1.27	-78.74	-1.25	-79.12	-27.85	-69.61
5	-18.92	-8.76	-1.42	-104.45	-1.38	-104.85	-19.19	-18.49
6	-15.43	-27.95	-1.52	-131.80	-1.49	-131.98	-14.88	-62.60
7	-13.73	-53.65	-1.94	-155.91	-1.89	-156.07	-14.92	-74.29
8	-15.09	-68.43	-1.58	179.46	-1.55	178.18	-15.12	-102.17
9	-16.08	-74.62	-1.72	153.40	-1.68	153.18	-19.19	-140.64
10	-16.59	-73.62	-1.86	127.70	-1.80	127.51	-26.48	148.17
11	-16.95	-64.41	-2.11	103.34	-2.04	103.15	-19.90	42.75
12	-14.53	-70.07	-2.26	78.02	-2.20	77.64	-15.17	4.12
13	-13.73	-75.66	-2.50	53.37	-2.44	53.10	-12.54	-20.65
14	-12.55	-82.11	-2.82	29.21	-2.78	28.89	-10.75	-41.79
15	-11.30	-89.63	-3.08	7.21	-3.02	6.92	-9.48	-62.60
16	-11.29	-108.08	-3.06	-16.89	-3.00	-17.20	-9.60	-84.27
17	-11.56	-127.91	-3.17	-38.98	-3.12	-39.35	-10.69	-104.87
18	-14.44	-136.27	-3.19	-53.43	-3.14	-53.66	-12.57	-123.19
19	-18.03	-154.90	-3.42	-85.65	-3.37	-85.77	-17.85	-136.13
20	-31.46	-85.09	-3.15	-107.92	-3.09	-108.07	-24.60	-74.92
21	-15.91	-58.73	-3.11	-135.35	-3.06	-135.53	-15.74	-46.79
22	-11.85	-81.87	-3.65	-160.66	-3.62	-160.76	-11.06	-67.33
23	-11.09	-104.33	-4.13	176.26	-4.05	176.14	-9.62	-88.92
24	-12.09	-121.81	-4.38	153.99	-4.32	153.77	-9.67	-105.08
25	-13.45	-129.91	-4.60	130.21	-4.54	129.98	-10.03	-120.22
26	-15.14	-142.57	-4.93	108.98	-4.87	108.80	-11.49	-132.20
27	-20.61	-151.15	-4.96	81.66	-4.90	81.38	-13.59	-133.90
28	-22.21	-48.89	-5.19	53.71	-5.14	53.38	-14.94	-123.67
29	-13.40	-56.86	-5.84	26.74	-5.76	26.39	-13.19	-115.78
30	-9.33	-83.88	-6.53	1.04	-6.47	0.67	-11.12	-124.99
31	-9.26	-107.23	-6.86	-23.20	-6.81	-23.52	-10.14	-136.08
32	-9.16	-124.74	-7.10	-48.20	-7.04	-48.73	-9.70	-155.88
33	-10.96	-143.12	-6.87	-72.14	-6.79	-72.51	-11.28	-173.54
34	-15.41	-159.05	-6.31	-99.51	-6.23	-99.96	-13.59	160.74
35	-24.19	-104.04	-6.88	-128.72	-6.81	-129.15	-23.58	143.93
36	-14.66	-71.35	-6.85	-159.28	-6.77	-159.70	-22.62	-104.16
37	-10.13	-86.82	-6.56	173.48	-6.50	173.15	-13.93	-110.93
38	-8.18	-105.93	-7.22	150.56	-7.12	150.10	-11.22	-138.54
39	-7.36	-123.76	-7.60	131.28	-7.49	131.09	-10.42	-158.76
40	-7.57	-143.67	-7.27	118.53	-7.17	118.08	-9.23	176.23

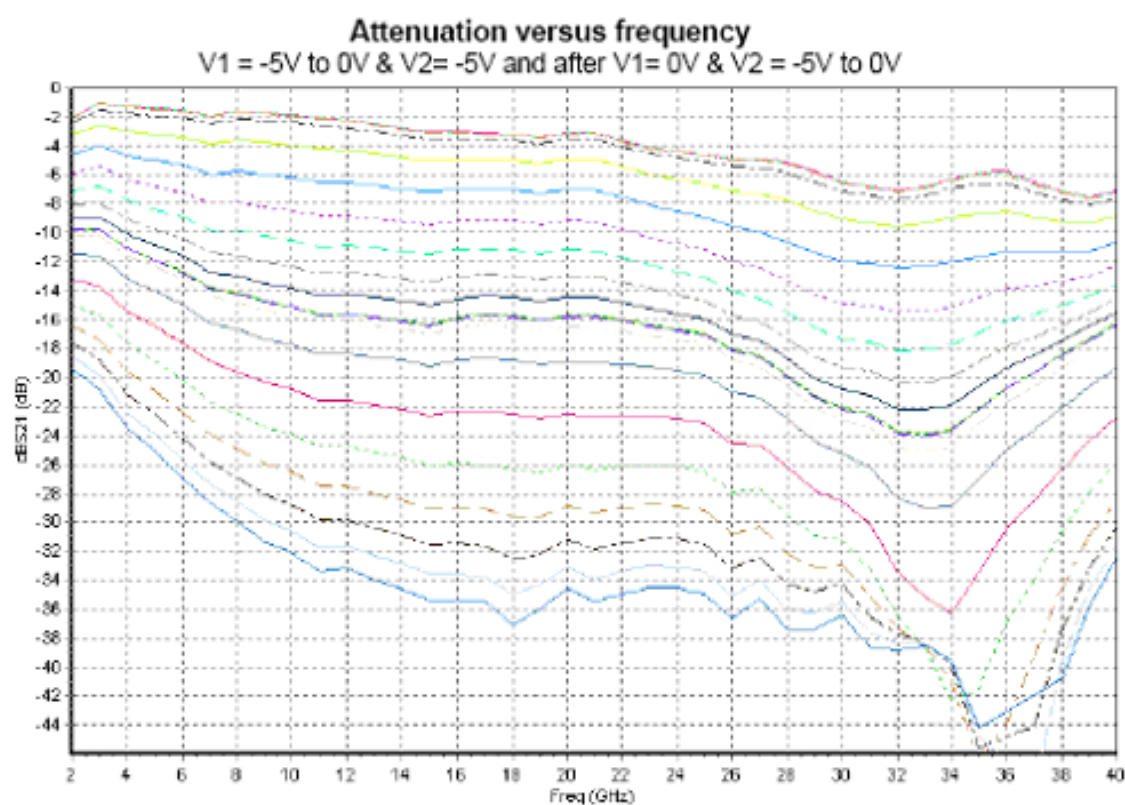
V1 = 0V & V2= 0V

Freq (GHz)	dBS11 (dB)	PhS11 (°)	dBS12 (dB)	PhS12 (°)	dBS21 (dB)	PhS21 (°)	dBS22 (dB)	PhS22 (°)
2	-4.44	-143.24	-19.44	-26.13	-19.40	-26.38	-2.40	-126.78
3	-7.20	-171.22	-20.89	-76.86	-20.86	-77.07	-3.79	-155.50
4	-9.10	174.49	-23.49	-113.84	-23.47	-114.12	-4.82	-173.85
5	-10.80	184.52	-25.09	-145.87	-25.05	-146.02	-5.67	172.68
6	-12.09	159.75	-26.99	-173.25	-26.95	-173.28	-6.45	162.83
7	-12.93	156.90	-28.74	160.34	-28.69	160.31	-7.04	164.27
8	-13.99	154.84	-30.05	136.61	-30.01	136.37	-7.72	147.14
9	-14.44	154.65	-31.34	112.68	-31.30	112.60	-8.25	140.61
10	-14.69	154.72	-32.15	90.66	-32.10	90.54	-8.84	134.77
11	-14.72	151.66	-33.42	71.27	-33.36	71.25	-9.35	129.66
12	-14.91	150.39	-33.25	49.61	-33.19	49.38	-10.10	125.48
13	-14.90	146.38	-34.01	29.42	-33.95	29.35	-10.42	122.02
14	-15.05	141.41	-34.69	10.49	-34.61	10.53	-10.97	117.52
15	-15.44	134.90	-35.49	-9.63	-35.42	-9.62	-11.41	113.28
16	-15.91	127.63	-35.48	-22.24	-35.33	-22.55	-11.81	108.79
17	-16.49	121.21	-35.64	-38.98	-35.50	-39.00	-12.21	104.88
18	-17.20	112.41	-37.09	-55.23	-37.06	-55.58	-12.61	99.91
19	-17.85	101.71	-38.96	-62.20	-38.97	-62.19	-13.29	95.15
20	-19.65	85.00	-34.60	-84.28	-34.55	-84.31	-14.01	90.96
21	-21.55	71.59	-35.82	-104.90	-35.48	-104.90	-14.15	88.83
22	-24.36	50.12	-35.06	-121.53	-34.97	-121.54	-14.66	83.28
23	-27.84	26.69	-34.63	-142.27	-34.55	-142.68	-14.93	81.81
24	-31.47	-8.22	-34.59	-161.79	-34.52	-162.19	-15.47	77.97
25	-33.10	-47.36	-34.97	176.00	-34.65	176.30	-15.86	74.21
26	-29.54	-67.08	-36.67	170.42	-36.60	170.40	-16.13	68.56
27	-28.46	-68.46	-35.44	152.57	-35.32	152.17	-16.87	64.47
28	-27.50	-67.94	-37.59	134.66	-37.42	134.22	-16.78	62.16
29	-26.68	-105.16	-37.41	137.29	-37.37	136.97	-17.33	59.71
30	-24.45	-120.07	-36.45	118.83	-36.43	118.80	-17.65	62.80
31	-24.56	-139.96	-38.67	102.14	-38.69	101.74	-17.51	57.70
32	-25.41	-148.35	-38.96	107.86	-38.89	107.48	-17.68	60.32
33	-25.09	-152.31	-38.89	93.25	-38.58	93.33	-17.01	50.49
34	-26.83	-175.25	-39.68	75.15	-39.48	75.81	-16.88	54.95
35	-28.46	168.50	-44.22	42.32	-44.23	40.54	-16.74	48.74
36	-27.53	140.54	-57.99	14.39	-57.42	15.21	-15.91	53.83
37	-27.82	106.98	-51.31	-100.68	-51.46	-100.36	-15.24	45.02
38	-28.79	80.89	-40.98	-130.65	-40.84	-130.90	-14.40	42.19
39	-25.83	57.55	-35.91	-158.28	-35.85	-158.46	-14.25	35.29
40	-21.50	51.16	-32.54	-174.93	-32.44	-174.88	-13.39	44.33

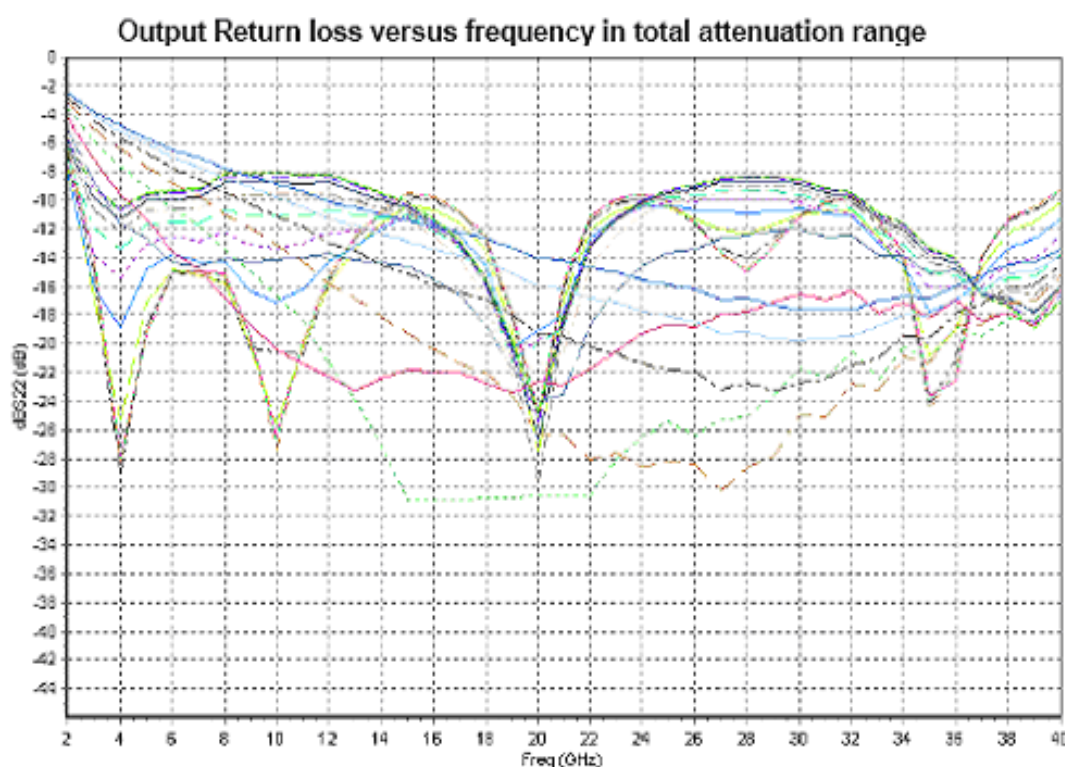
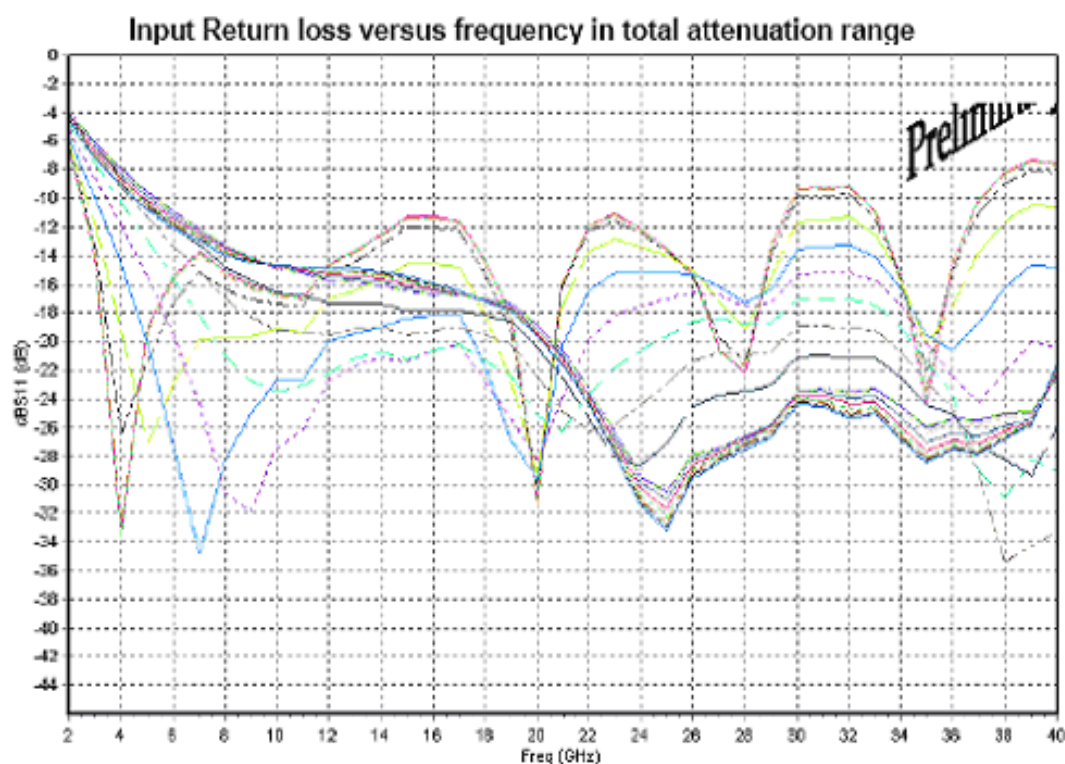
5-30GHz Attenuator

Typical Results on wafer

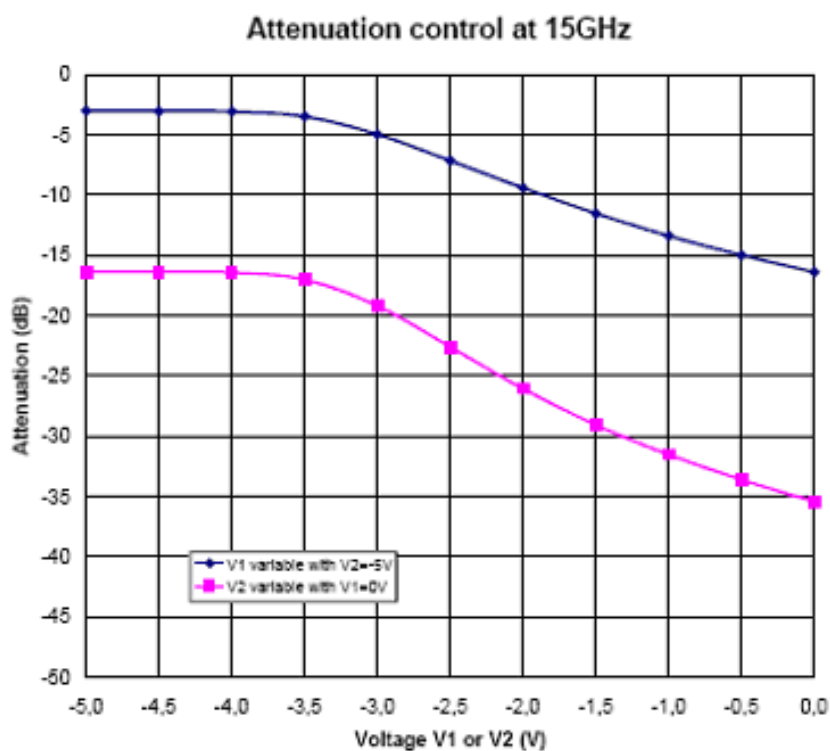
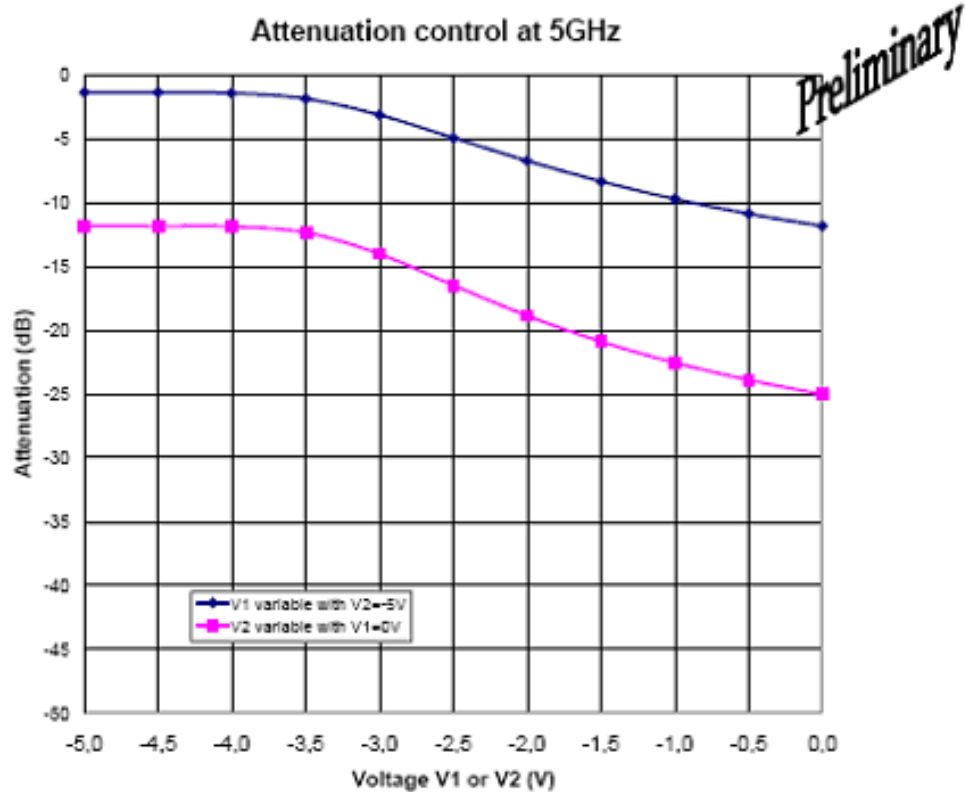
Tamb = +25°C

Preliminary

5-30GHz Attenuator



5-30GHz Attenuator



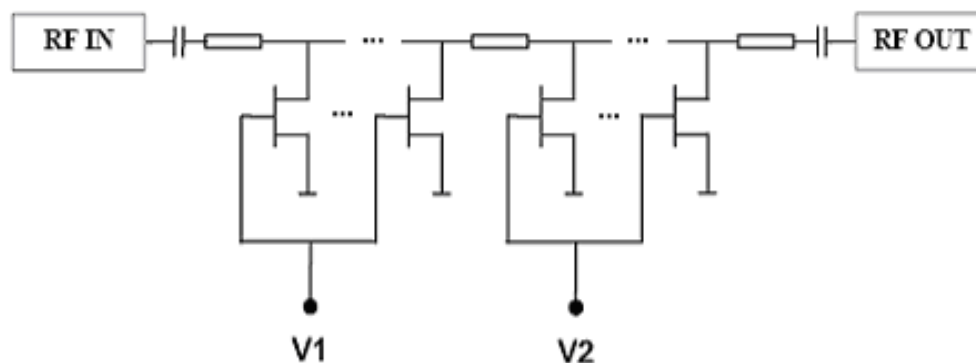
5-30GHz Attenuator

Biasing sequence

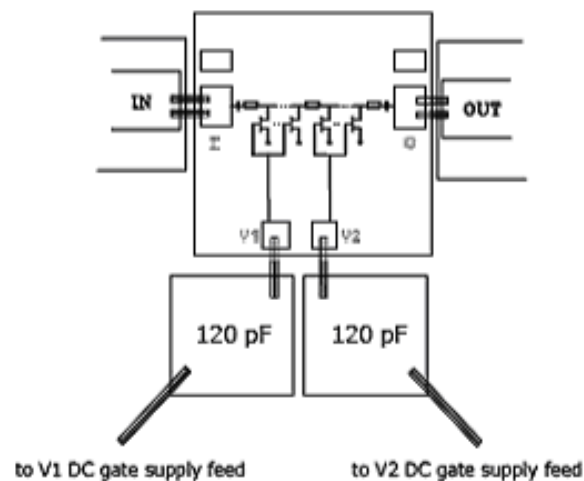
Preliminary

To obtain good performances in linearity, biasing voltage should be applied as following:

- Control of 1st stage attenuation with V1 from -5V to 0V, with V2 fixed at -5V
- Control of 2nd stage with V2 from -5V to 0V, with V1 fixed at 0V

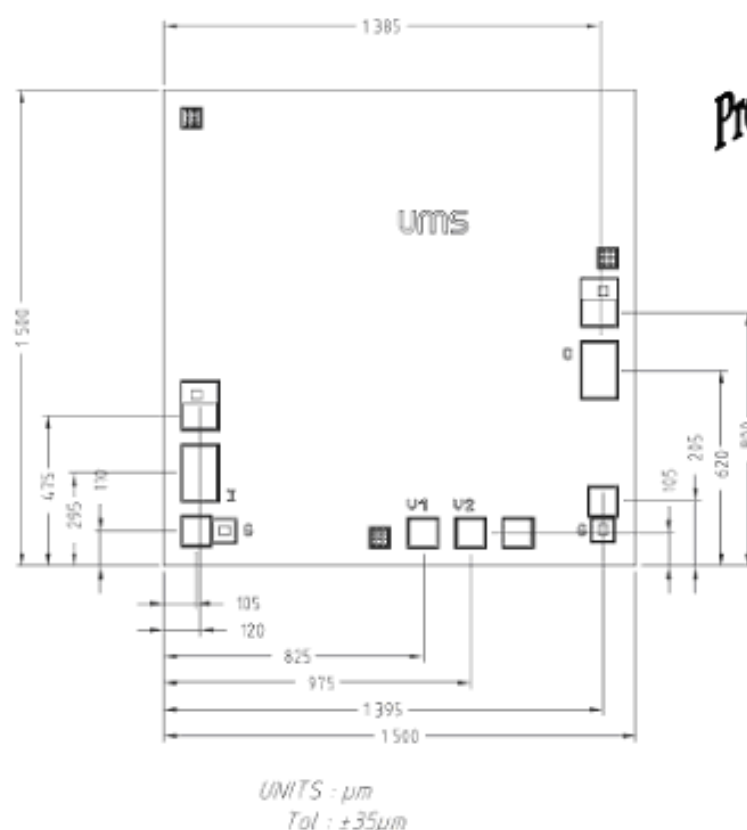


Chip Assembly and Mechanical Data



Note : Supply feed might be capacitively bypassed. 25 μ m diameter gold wire is to be preferred.

5-30GHz Attenuator



Bonding pad positions.
(Chip thickness : 100 μm . All dimensions are in micrometers)

Ordering Information

Chip form :

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However United Monolithic Semiconductors S.A.S. assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of United Monolithic Semiconductors S.A.S.. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. United Monolithic Semiconductors S.A.S. products are not authorised for use as critical components in life support devices or systems without express written approval from United Monolithic Semiconductors S.A.S.

Ref: - 29 Nov 05 13/13 Specifications subject to change without notice

Route Départementale 128 - B.P.48 - Tel.: +33 (0)1 68 33 03 08 - Fax: +33 (0)1 68.33.03.08



8.3.1.1 EPPL: HP07

EPPL Issue 14, 2009-08-31

(Referència a <https://escies.org/eppl/part.jsp?id=35860>)

Part	1
Part Type	HP07
Group	08 MICROCIRCUITS
Subgroup	95 MICROWAVE MONOLITIC INTEGRATED CIRCUITS (MMIC)
Detail specification	ESCC 9010
Description	MMIC, GaAs Foundry Process, MESFET 0.7 um for power applications up to Ku Band
Package	N/A
TID Category	MANUFACTURER TEST DATA AVAILABLE -
Remarks	DO NOT USE BEYOND $U_{gdmax}/2$ DUE TO SENSITIVITY TO HEAVY IONS

Manufacturer(s)

Name	UMS
Address	Route Departementale 128 BP 46
City	91401 Orsay Cedex
Country	FRANCE
Tel.	+33 (0)1 69330347
Fax.	+33 (0)1 69330348
Web	http://www.ums-gaas.com/
Email	huget@ums.thomson.fr

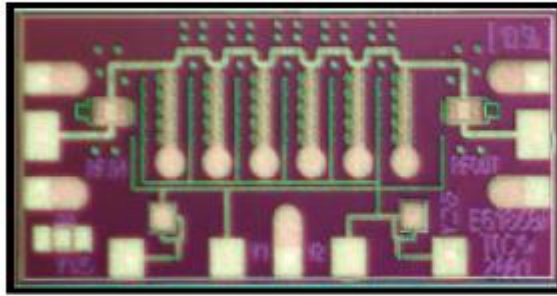
8.3.1.2 Alternativa a l'Atenuador Variable (1/2)



Advance Product Information

January 18, 2005

ALTERNATIVA 1: 50 GHz Wideband Analog Attenuator



Chip Dimensions 1.7mm x 0.8 mm x 0.1mm

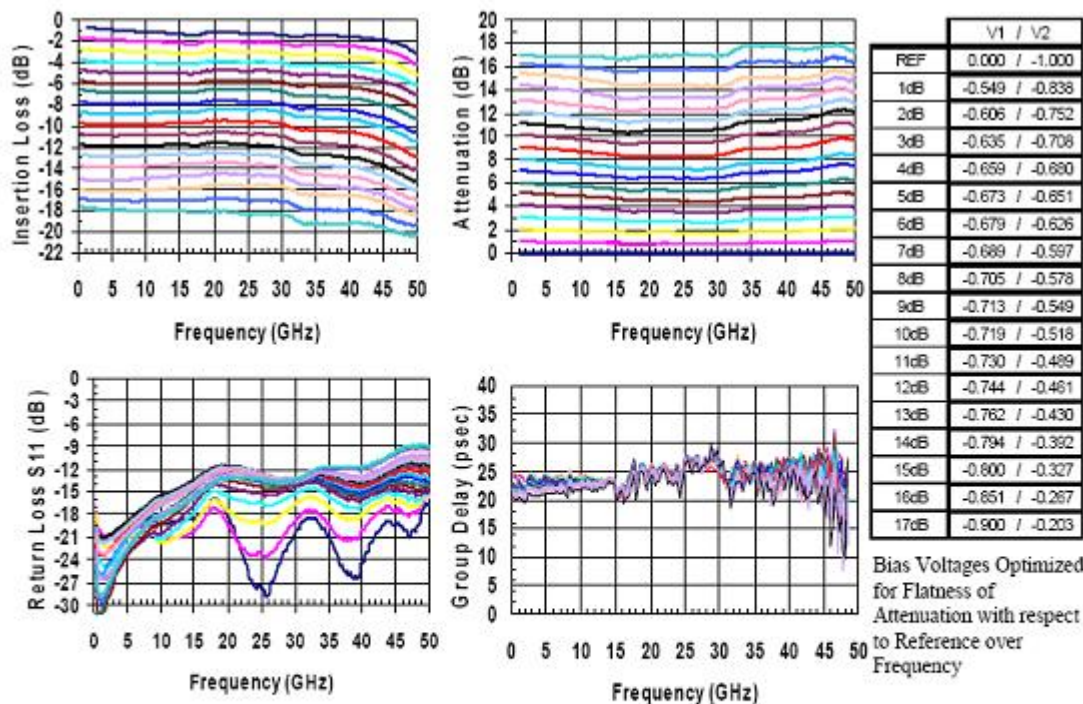
Key Features and Performance

- 0.25um 3MI MMW pHEMT
- Broadband Response DC to > 50 GHz
- 2dB typical Insertion Loss
- 17dB Variable Attenuation Range
- 15dB typical Return Loss
- Bias: -1V to 0V

Primary Applications

- Point to Point Radio
- Fiber Optic
- Wideband Military & Space

Typical Electrical Characteristics



Note: Devices designated as EPU are typically early in their characterization process prior to finalizing all electrical and process specifications. Specifications are subject to change without notice

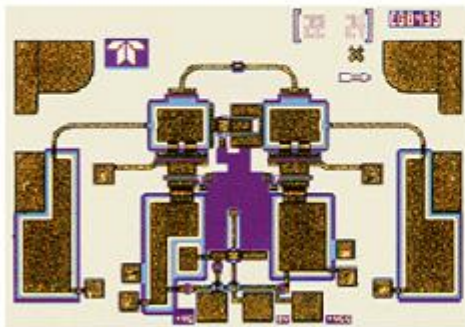
8.3.1.3 Alternativa a l'Atenuador Variable (2/2)



Product Data Sheet

January 5, 2005

ALTERNATIVA 2: 2 - 20 GHz Analog Attenuator



Key Features and Performance

- 2 to 20 GHz Frequency Range
- 2-dB Insertion Loss at Midband
- 10-dB Input/Output Return Loss
- 13-dB Variable Attenuation Range
- Single Polarity Power Supply Required
- 1.702 x 1.219 x 0.152 mm (0.067 x 0.048 x 0.006 in.)

Description

The TriQuint is a monolithic variable attenuator which operates from 2 to 20-GHz. This analog attenuator can operate from a single +2.5 volt power supply if used with an external variable voltage divider circuit. Typical RF performance at 10-GHz is: Insertion Loss 2-dB, Maximum attenuation: 15-dB at 10-GHz, input and output return loss: better than 10-dB. DC blocking capacitors are provided on-chip.

is an absorptive attenuator designed using MESFET technology employing a "PI" configuration which reduces bias currents and simplifies bias networks. The broadband capabilities of this device are versatile in many applications such as telecommunications, military and space. This device has a space heritage.

Bond pad and backside metallization is gold plated for compatibility with eutectic attachment methods as well as thermocompression and thermosonic wire-bonding processes. The is supplied in chip form and is readily assembled using automated equipment. Ground is provided to the circuitry through vias the backside metallization.

8.3.2 Phase shifter



A Member of the Philips Group of Companies

Rev 1.0

Preliminary Datasheet

7-bit X-band Phase Shifter

DESCRIPTION

The is a high performance GaAs MMIC 7-bit Phase Shifter operating in X-band.

The has a phase shifting range of 0 – 360° and uses an optimum combination of switched line and high pass/low pass filters with appropriate phase shifting values to minimize error when used as a 6-bit phase shifter with a look up table. It covers the frequency range of 9 to 12 GHz and can be used in Radar, Telecommunication and Instrumentation applications.

The die is manufactured using OMMIC's 0.18 μm gate length PHEMT Technology. The MMIC uses gold bonding pads and backside metallization and is fully protected with Silicon Nitride passivation to obtain the highest level of reliability.

FEATURES

- ✓ Operating Range : 9 GHz to 12 GHz
- ✓ Insertion Loss : 6 dB typ at 10 GHz
- ✓ Phase Shifting Range : 360°
- ✓ Excellent S11 : - 14 dB max at 10 GHz (all states)
- ✓ Excellent S22 : - 13 dB max at 10 GHz (all states)
- ✓ RMS Phase Error 1.5°
- ✓ 0 / - 5 V Control Lines
- ✓ Tested, Inspected Known Good Die (KGD)
- ✓ Development Samples Available
- ✓ Demonstration Boards Available
- ✓ Engineering Samples Available
- ✓ Space and MIL-STD Available – contact OMMIC

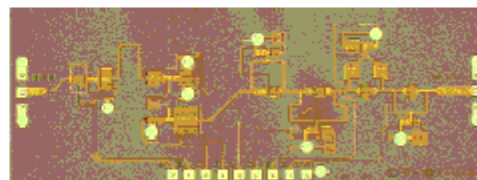
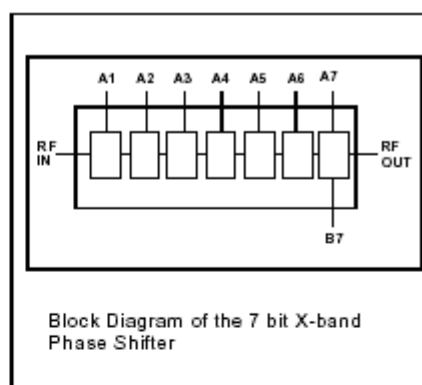
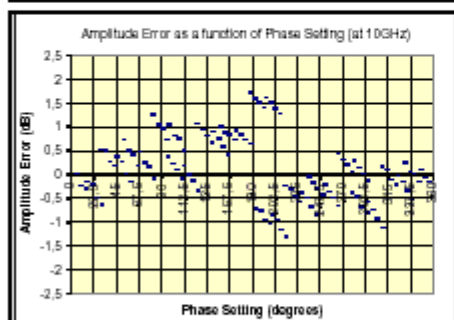
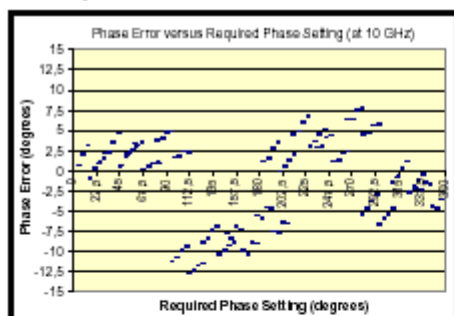


Photo courtesy of TNO. This MMIC has been developed in co-operation with TNO

APPLICATIONS

➤ Radar, Telecommunication and Instrumentation

01/10/2006

Phone : (+33) 1 45 10 67 31
Fax : (+33) 1 45 10 69 53

OMMIC – A Member of the Philips Group of Companies
22, Avenue Descartes – BP. 11 – 94 453 L'Herminette – France.

Email : information@ommic.com
Web : <http://www.ommic.com>



Preliminary Datasheet

Rev 1.0

A Member of the Philips Group of Companies

LIMITING VALUES

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	MIN.	MAX.	UNIT
	Phase control inputs		-10	+5	V
P_{IN}	Input power	P_{RF} at 2 RF Port		+22	dBm
T_{amb}	Ambient temperature		- 40	+ 85	$^{\circ}\text{C}$
T_J	Junction temperature			+ 150	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature		- 55	+ 150	$^{\circ}\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Value	UNIT
$R_{\theta(j-a)}$	Thermal resistance from junction to ambient ($T_a = 25^{\circ}\text{C}$)		$^{\circ}\text{C/W}$

CHARACTERISTICS

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ – RF Performance measured on wafer.

Symbol	Parameter	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
<i>RF Performance at 11 GHz unless specified</i>						
ATT	Attenuation			6		dB
NF	Noise Figure at reference state	No Attenuation				
BW	Bandwidth		8		14	GHz
S_{11}	Input reflection coefficient	Port 1		- 6		dB
S_{22}	Output reflection coefficient	Port 2		- 14		dB
ATT _{variation (max)}	Attenuation variation with phase setting (max)		-1.5		+1.0	dB
PH _{range}	Phase range		360			deg
PH _{error (RMS)}	Phase error RMS (see note 1) versus phase shifter setting			4		deg
P_{1dB}	Input 1 dB compression point	No Attenuation		+12		dBm

Note1 : The RMS value is the root mean square of the error defined as below

Where x_i is the difference between the measured value and the expected value.

Caution : This device is a high performance RF component and can be damaged by inappropriate handling. Standard ESD precautions should be followed. OMMIC document "OM-CI-MV/ 001/ PG" contains more information on the precautions to take.

2 / 8



A Member of the Philips Group of Companies

Preliminary Datasheet

Rev 1.0

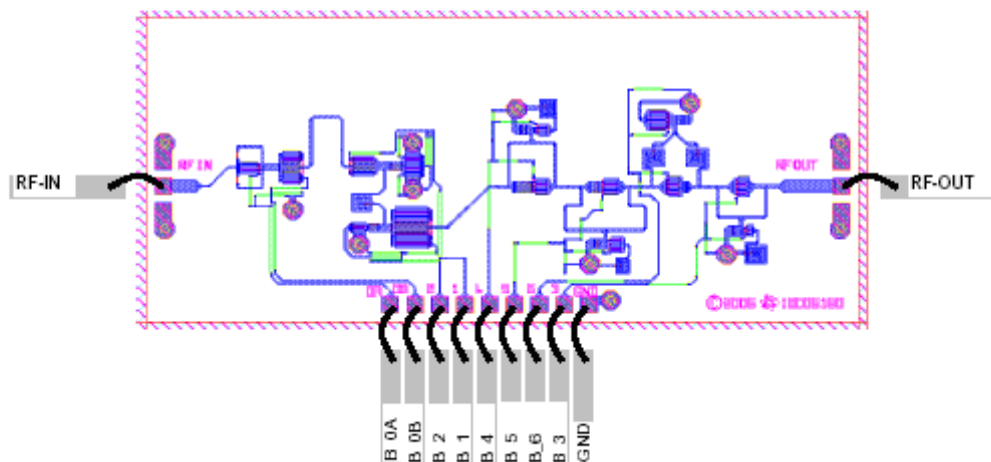
LOGIC TRUTH TABLE

	Bit 0		Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4	Bit 5	Bit 6
Nominal phase shift	6°		11°	15°	31°	54°	85°	186°
Pad	0A	0B	1	2	3	4	5	6
Phase shift active	-5V	0V	0V	0V	-5V	-5V	-5V	-5V
Reference state	0V	-5V	-5V	-5V	0V	0V	0V	0V

CONTROL VOLTAGE (CMOS STANDARD LOGIC)

State	MIN.	MAX.	UNIT
Low	0	$0.3 \times V_{dd}$	V
High	$0.5 \times V_{dd}$	V_{dd}	V

BONDING DIAGRAM AND ASSEMBLY INFORMATION



Soldering or glueing : H20e / Eutectic

RF interface : coplanar or microstrip , bonding as short as possible (doubled / ribbon ?)

Strip width: 200 µm or less.

Caution : This device is a high performance RF component and can be damaged by inappropriate handling. Standard ESD precautions should be followed. OMMIC document "OM-CI-MV/001/PG" contains more information on the precautions to take.



Preliminary Datasheet

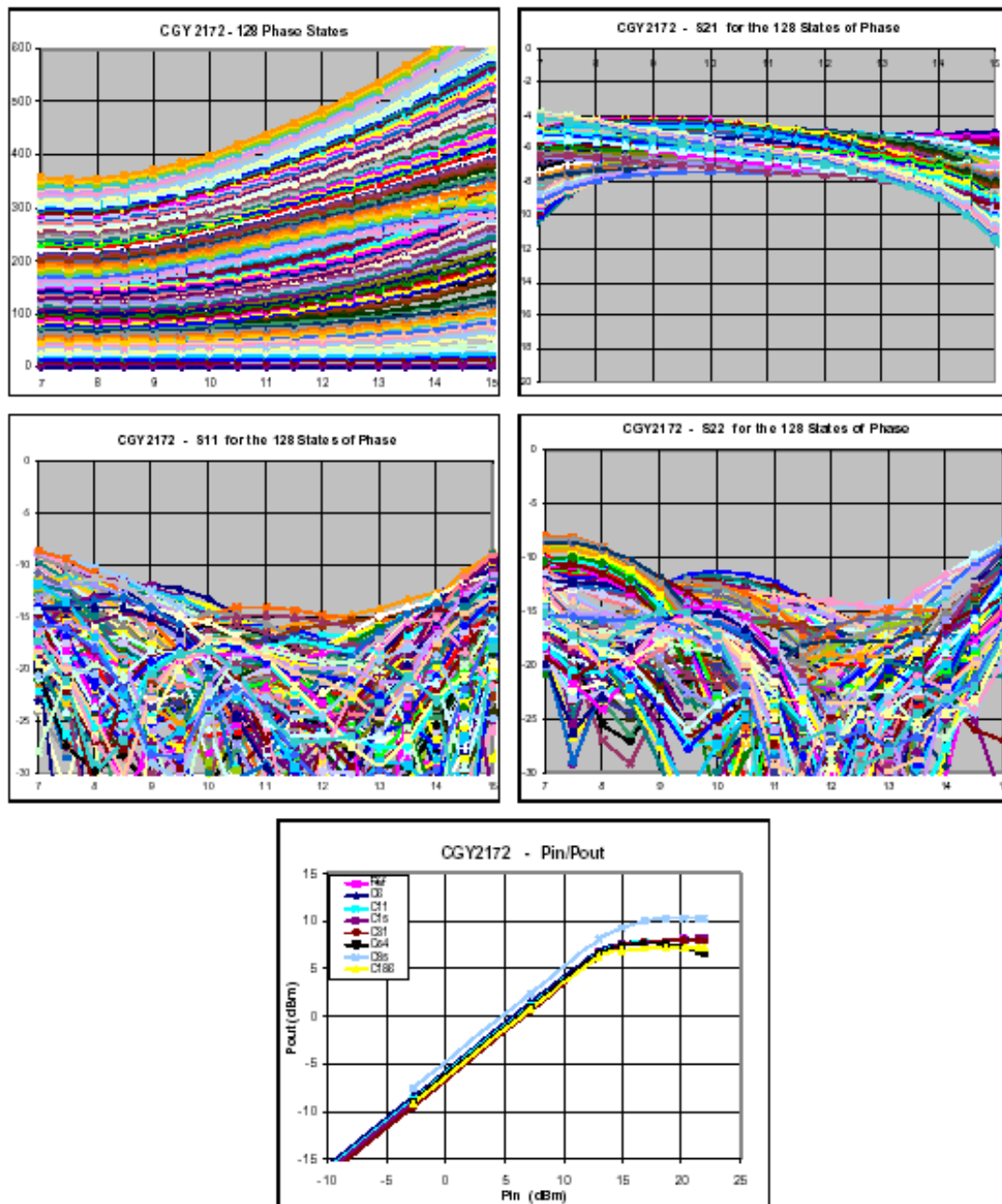
Rev 1.0

A Member of the Philips Group of Companies

ON WAFER MEASUREMENTS – S PARAMETERS

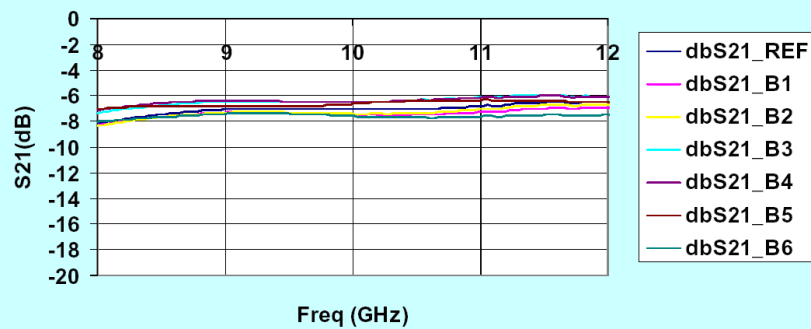
Measured on wafer @ $T = 25^{\circ}\text{C}$

See Application Note for more details.

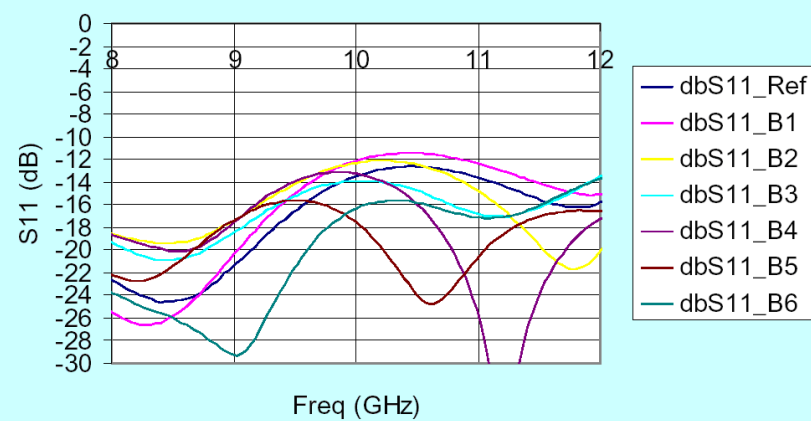


4 / 8

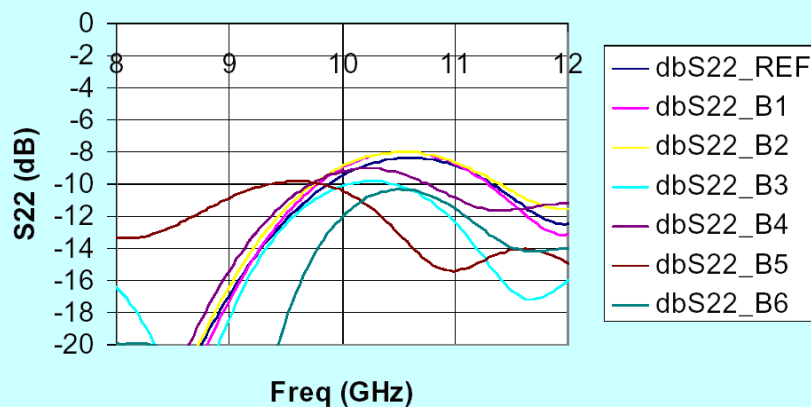
S21 : insertion loss measurement (including board losses)



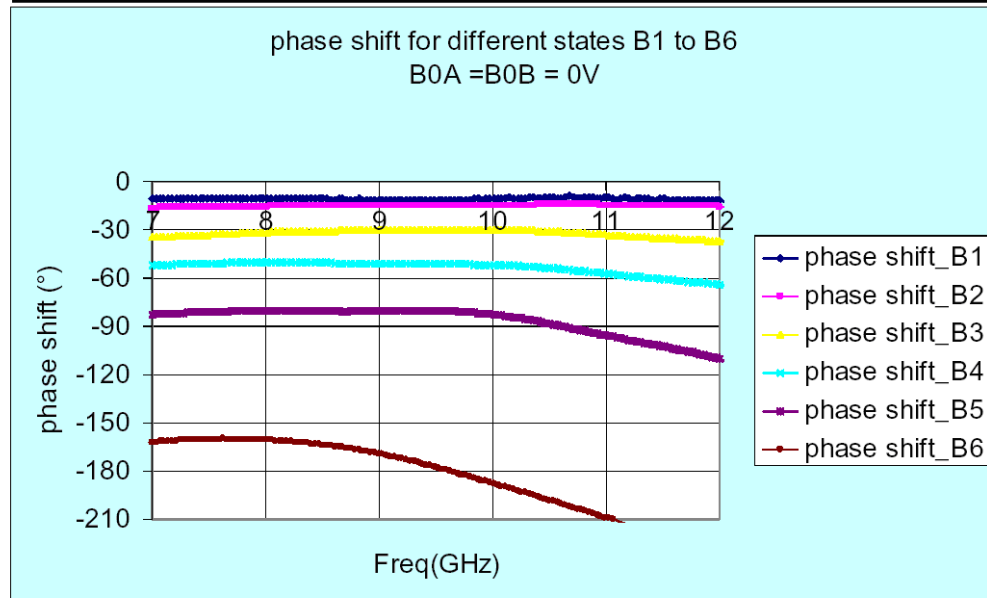
S11 : input matching for the main states



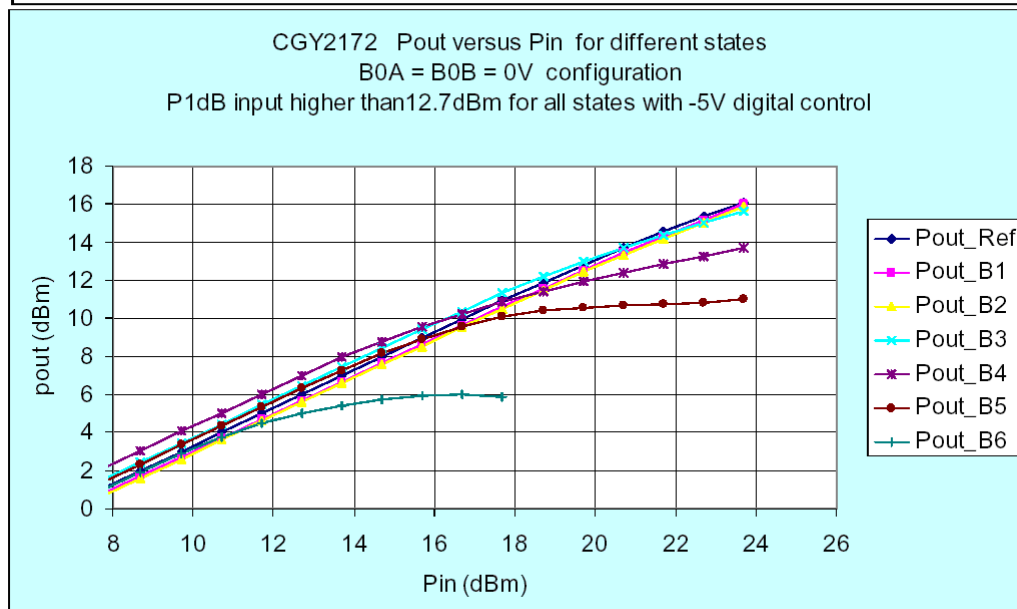
S22: output matching for the main states



Phase shift states



P1dB measurement



8.3.3 Transistor

GaAs FET & HEMT Chips

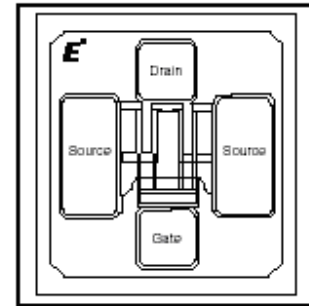
FEATURES

- Medium Power Output: $P_{1dB}=21.5\text{dBm(Typ.)}@8.0\text{GHz}$
- High Power Gain: $G_{1dB}=11\text{dB(Typ.)}@8.0\text{GHz}$
- Proven Reliability

DESCRIPTION

The is a general purpose GaAs FET designed for medium power applications up to 12GHz. These devices have a wide dynamic range and are suitable for use in medium power, wide band, linear drive amplifiers or oscillators.

Eudyna stringent Quality Assurance Program assures the highest reliability and consistent performance.



ABSOLUTE MAXIMUM RATING (Ambient Temperature $T_a=25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Condition	Rating	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}		12	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}		-5	V
Total Power Dissipation	P_{tot}	$T_c = 25^\circ\text{C}$	1.0	W
Storage Temperature	T_{stg}		-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Channel Temperature	T_{ch}		175	$^\circ\text{C}$

Eudyna recommends the following conditions for the reliable operation of GaAs FETs:

1. The drain - source operating voltage (V_{DS}) should not exceed 8 volts.
2. The forward and reverse gate currents should not exceed 0.7 and -0.1 mA respectively with gate resistance of 2000Ω.
3. The operating channel temperature (T_{ch}) should not exceed 145 $^\circ\text{C}$.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ambient Temperature $T_a=25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Test Conditions	Limit			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Saturated Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 3\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}$	35	55	75	mA
Transconductance	g_m	$V_{DS} = 3\text{V}, I_{DS} = 27\text{mA}$	-	50	-	mS
Pinch-off Voltage	V_p	$V_{DS} = 3\text{V}, I_{DS} = 2.7\text{mA}$	-0.7	-1.2	-1.7	V
Gate Source Breakdown Voltage	V_{GSO}	$I_{GS} = -2.7\mu\text{A}$	-5.0	-	-	V
Noise Figure	NF	$V_{DS} = 3\text{V}, I_{DS} = 10\text{mA}$ $f = 8\text{GHz}$	-	2.5	-	dB
Associated Gain	G_{AS}		-	10.5	-	dB
Output Power at 1 dB G.C.P.	P_{1dB}	$V_{DS} = 8\text{V}, I_{DS} = 0.7 I_{DSS}$ $f = 4\text{GHz}$ $f = 8\text{GHz}$ $f = 12\text{GHz}$	-	21.5	-	dBm
			20.5	21.5	-	dBm
			-	20.5	-	dBm
Power Gain at 1 dB G.C.P.	G_{1dB}	$V_{DS} = 8\text{V}, I_{DS} = 0.7 I_{DSS}$ $f = 4\text{GHz}$ $f = 8\text{GHz}$ $f = 12\text{GHz}$	-	15.0	-	dB
			10.0	11.0	-	dB
			-	7.5	-	dB
Thermal Resistance	R_{th}	Channel to Case	-	120	150	$^\circ\text{C/W}$

Note: RF parameter sample size 10pcs. criteria (accept/reject)=(2/3)

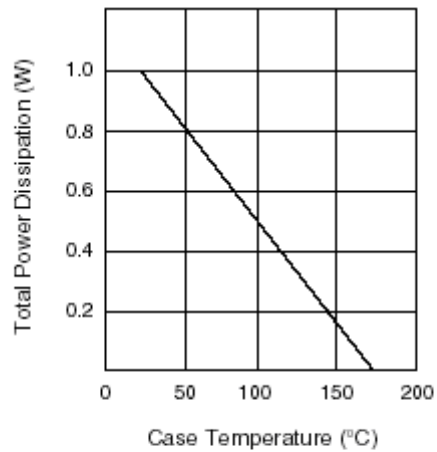
G.C.P.: Gain Compression Point

The chip must be enclosed in a hermetically sealed environment for optimum performance and reliability.

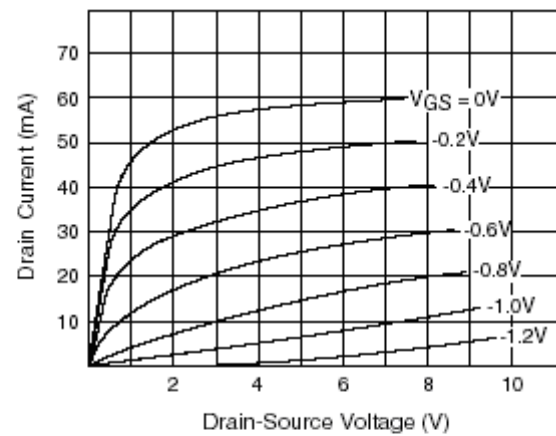
Eudyna

GaAs FET & HEMT Chips

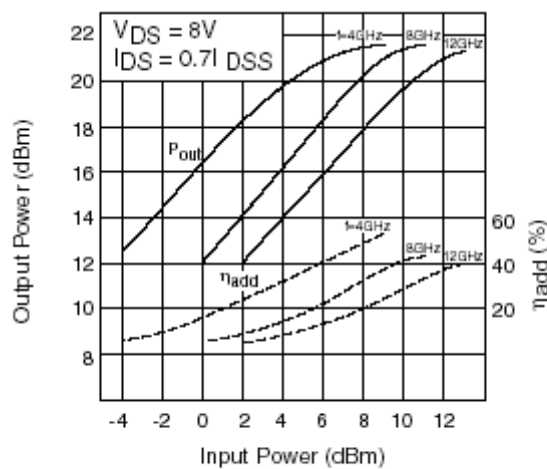
POWER DERATING CURVE



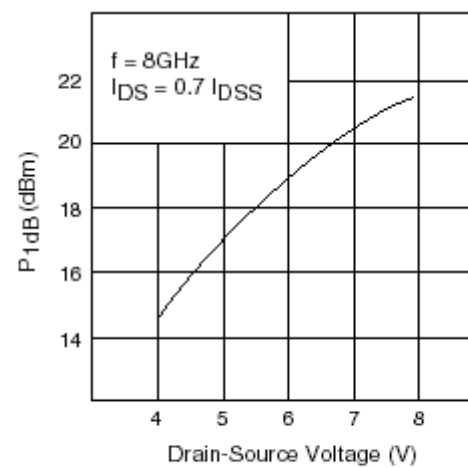
DRAIN CURRENT vs. DRAIN-SOURCE VOLTAGE



OUTPUT POWER vs. INPUT POWER



P1dB vs. VDS



GaAs FET & HEMT Chips

S-PARAMETERS								
$V_{DS} = 8V, I_{DS} = 35mA$								
FREQUENCY	S11		S21		S12		S22	
(MHZ)	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
1000	.989	-24.0	4.538	162.3	.013	76.7	.837	-6.1
2000	.960	-46.5	4.260	145.7	.025	65.4	.820	-11.9
3000	.925	-66.6	3.890	130.9	.035	55.1	.801	-16.9
4000	.890	-84.0	3.493	117.7	.042	46.0	.782	-21.6
5000	.860	-99.0	3.132	106.3	.048	38.6	.764	-25.9
6000	.833	-111.8	2.814	95.9	.052	32.5	.751	-29.9
7000	.814	-122.6	2.525	86.5	.054	27.4	.740	-33.8
8000	.799	-132.1	2.294	78.2	.057	23.2	.733	-37.8
9000	.788	-140.6	2.095	70.2	.060	18.6	.726	-41.7
10000	.780	-148.1	1.931	62.8	.061	15.1	.720	-45.7
11000	.773	-154.7	1.782	55.5	.063	12.0	.716	-49.7
12000	.768	-160.9	1.646	48.7	.064	9.1	.710	-53.6
13000	.762	-166.3	1.536	42.5	.065	5.9	.704	-57.6
14000	.759	-171.4	1.442	36.4	.065	2.6	.702	-61.4
15000	.759	-176.0	1.343	29.7	.065	2.1	.699	-65.4
16000	.759	179.6	1.269	25.1	.068	-.2	.699	-69.5
17000	.764	175.6	1.215	18.1	.066	-3.1	.697	-73.4
18000	.766	171.6	1.137	12.7	.069	-3.6	.695	-77.7
19000	.771	167.7	1.087	7.5	.071	-6.6	.694	-81.8
20000	.778	164.1	1.042	1.2	.070	-10.1	.691	-85.4

NOTE:-* The data includes bonding wires.

n: number of wires

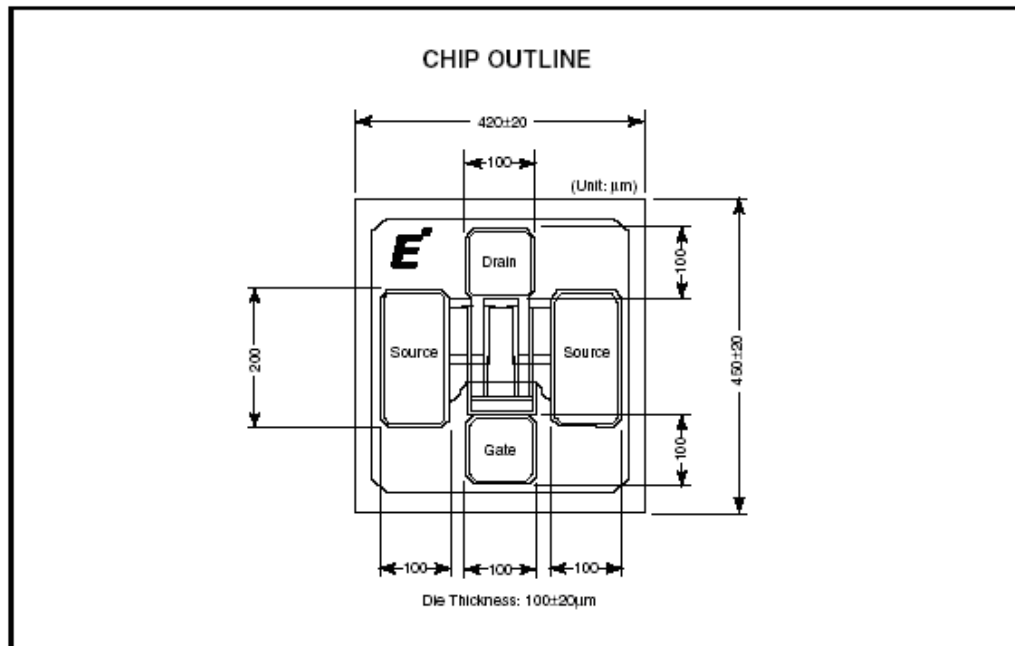
Gate n=1 (0.1mm length, 25µm Dia Au wire)

Drain n=1 (0.1mm length, 25µm Dia Au wire)

Source n=4 (0.2mm length, 25µm Dia Au wire)

[Download S-Parameters, click here](#)

GaAs FET & HEMT Chips



8.4 Acrònims

Llista d'acrònims que apareixen en el document:

A	ADS	<i>Advanced Design System</i>
	ALC	<i>Automatic Level Control</i>
	ARTEMIS	<i>Advanced Relay TEchnology MISsion</i>
B	BTF	<i>Base Test Fixture</i>
C	CASA	Construcciones Aeronáuticas SA
	CH	<i>Control Hybrid</i>
	CDR	<i>Critical Design Review</i>
D	DC	<i>Direct Current</i>
	DUT	<i>Device Under Test</i>
E	EADS	<i>European Aeronautic Defense and Space Company</i>
	EBB	<i>Elegant Bread Board</i>
	EM	<i>Engineering Model</i>
	EPPL	<i>European Preferred Parts List</i>
	EQM	<i>Engineering Qualification Model</i>
	ESA	<i>European Space Agency</i>
F	ETSETB	Escola Tècnica Superior d'Enginyers de Telecom. BCN
	FET	<i>Field Effect Transistor</i>
	FM	<i>Flight Model</i>
G	GaAs	Arsenur de Gal·li
	GAIA	<i>Global Astrometric InteRFerometer for Astrophysics</i>
H	HBT	<i>Heterounion Bipolar Transistor</i>
	HC	Híbrid de Control
	HEMT	<i>High Electron Mobility Transistor</i>
	HIPPARCOS	<i>Hlgh Precision PARallax COLlecting Satellite</i>
	HMIC	<i>Hybrid Microwave Integrated Circuit</i>
	HP	Híbrid de Potencia
L	LGA	<i>Low Gain Antenna</i>
	LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
	LSB	<i>Least Significant Bit</i>

M	MESFET	<i>Metal Semiconductor Field Effect Transistor</i>
	METOP	<i>METeorological OPerational</i>
	MHIC	<i>Monolithic Hybrid Integrated Circuit</i>
	MIC	<i>Microwave Integrated Circuit</i>
	MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>
	MOS	<i>Metal Oxide Semiconductor</i>
N	NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i>
	NEO	<i>Near Earth Object</i>
O	OBC	<i>On Board Computer</i>
	OL	<i>Oscil·lador Local</i>
P	PA(A)	<i>Phased Array (Antenna)</i>
	PAE	<i>Power Added Efficiency</i>
	PDR	<i>Preliminary Design Review</i>
	PC	<i>Pàrsec</i>
	PFC	<i>Projecte Final de Carrera</i>
	PH	<i>Power Hybrid</i>
	PHEMT	<i>Pseudo-morphic High Electron Mobility Transistor</i>
	PNA	<i>Power Network Analyzer</i>
	PPM	<i>Position and Proper Motions</i>
Q	QM	<i>Qualification Model</i>
	QUAM	<i>QUAdriMòdul / QUAdriModule</i>
R	RF	<i>Radio Frequency</i>
	RHE	<i>Radeberger HybridElektronik</i>
	RTU	<i>Remote Terminal Unit</i>
S	SMA	<i>SubMiniature version_A</i>
	SSPA	<i>Solid State Power Amplifier</i>
T	TRL	<i>Thru Reflect Line</i>
	TT&C	<i>Tracking, Telemetry and Commands</i>
	TX	<i>Transmitter</i>
U	UMS	<i>United Monolithic Semiconductors</i>
	UPC	<i>Universitat Politècnica de Catalunya</i>
V	VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>